


Основана в 1947 году
Выпуск 1125

Б.И.Горошков

# Элементы радиоэлектронных устройств

**СПРАВОЧНИК**

Scan Pirat



Москва
«Радио и связь» 1988

ББК 32.844
Г67
УДК [621.3.049.77 : 621.396.69] (031)



**Горошков Б. И.**
Г 67 Элементы радиоэлектронных устройств: Справочник.— М.: Радио и связь, 1988.— 176 с.: ил.— (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1125).
**ISBN 5-256-00069-1.**

Описаны практические схемы функциональных узлов, собранных на микросхемах. Предлагаемые узлы могут быть использованы в устройствах приемно-усилительной и генераторной техники, системах обработки и передачи сигналов, устройствах автоматики и др.
Для подготовленных радиолюбителей.

Г $\frac{2402020000-106}{046(01)-88}$ КБ-27-4-87 ББК 32.844

Рецензент В. А. Ханов

Научно-популярное издание

ГОРОШКОВ БОРИС ИВАНОВИЧ

ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Руководитель группы МБР И. Н. Суслова
Научный редактор Л. Н. Ломакин
Редактор Т. В. Жукова
Художественный редактор Н. С. Шеин
Технический редактор Г. З. Кузнецова
Корректор Л. А. Буданцева

ИБ № 1662

Сдано в набор 07.12.87. Подписано в печать 18.03.88. Т-08662 Формат 84×108 1/16. Бумага типографская № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 18,48. Усл. кр.-отт. 19,32. Уч.-изд. л. 25,11. Тираж 200 000 экз. (1-й завод: 1—100 000 экз.) Изд. № 22069. Заказ № 373. Цена 1 р. 80 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693.

Московская типография № 13 ПО «Периодика» ВО «Союзполиграфпром» Государственного комитета СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 107005, Москва, Денисовский пер., д. 30.

ISBN 5-256-00069-1

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Микроэлектронные приборы и устройства являются составной частью аппаратов и систем практически всех отраслей науки и техники. Номенклатура микроэлектронной аппаратуры растет чрезвычайио быстро. На сегодняшний день перед специалистом-разработчиком стоит задача правильного выбора и оптимального использования готовых микросхем. В том случае, когда параметры выпускаемых микросхем не удовлетворяют растущим потребностям иауки и техиики, возникает проблема усовершенствования их характеристик с помощью относительио простых внешиих соединений.

На первом этапе создания микроэлектронной аппаратуры функциональные узлы и блоки компоновали в металло-стеклянном, керамическом и пластмассовом корпусах совместио с большим числом дискретных элементов. Для моитажа использовались печатные платы. В настоящее время конструктивиой основой микроэлектроииой аппаратуры является метсд компаяовки бескорпусных микросборок в объемные функциональио законченные герметизированные узлы. Такой метод позволиет в 3...4 раза снизить массу и габаритные размеры однотипных изделий.

Особенностью микроэлектронной аппаратуры является широкое использование математических методов решения всех задач. Средствами микроэлектровики можно смоделировать математнческне выражения любой сложности. Если раньше математнку применяли лишь для анализа и синтеза радиотехнических цепей и устройств, то теперь математика служит отправной точкой решаемой радиоэлектрониыми устройствамв задачи. Сегодня математика и электроника оказались тесио связанными дисциплинами.

# МИКРОСХЕМЫ И ИХ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

Цифровые микросхемы различного назначення получили в настоящее время широкое распространение. Онн занимают ведущее место почти во всех устройствах н иачинают использоваться даже в такнх традиционно аналоговых областях техники, как акустика и звукозапись. Расширение возможностей цифровых микросхем связано с появлением мнкросхемных АЦП и ЦАП.

Номенклатура цифровых микросхем увеличивается и усложняется. Прнмером наиболее сложной цифровой микросхемы является однокрнстальная ЭВМ. Одиако ее функции однозначны, она имеет узконаправленное применение. Существующие микропроцессорные комплекты на различные быстродействие н потребление энергии позволяют расширить номенклатуру вычислительных устройств. Но как показала практика, даже проектирование микро-ЭВМ, специализированных вычислительных устройств на микропроцессорных комплектах невозможно без применения многофазных генераторов, одновибраторов, регистров, адресных селекторов, мультиплексоров и т. п. Этот класс цифровых микросхем имеет самое широкое прнменение.

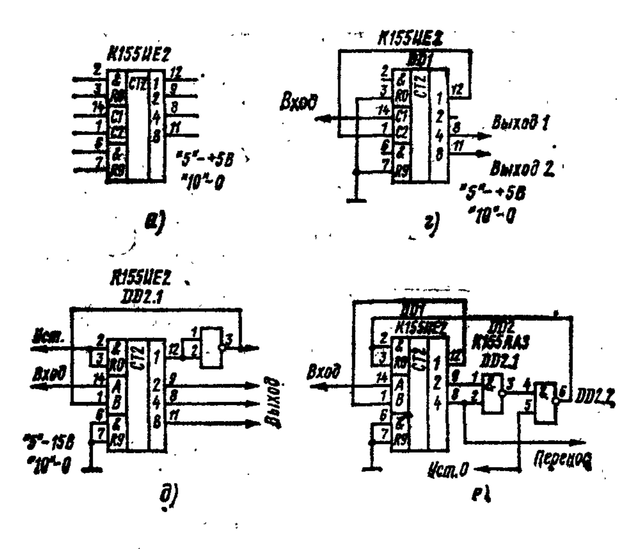
Из всех известных цифровых мнкросхем доминирующее место занимают микросхемы серии К155. Ее функциоиальные возможности весьма разнообразны. Оиа обладает неплохим быстродействием и умеренным потреблением энергии. В тех случаях, когда необходимо повысить быстродействие, следует прнменять серию К531. Поскольку в основу серий К155 и К531 положена однотипиая базовая ячейка, схемотехника серии К155 может быть с успехом перенесена на серню К531. При создании устройств с малым потреблением энергии заслуживают внимание серии К561 и К564. Значительная часть устройств на микросхемах серии К155 может быть реализована на микросхемах серии К564. Исключением служат те устройства, где иа параметры устройства влияет входной ток мнкросхем серии К155.

## Микросхемы серии К155

Семейство микросхем транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ) получило наиболее широкое распространение. Средн нnх серия К155 занимает ведущее место.

**Счетчик К155ИЕ2** (рис. 1.1, *а*). Он представлиет собой двоично-десятичный счетчик, содержащий четыре триггера. Первый триггер (вход С1, выход 1) работает как делнтель на два частоты входной последовательности импульсов (рис. 1.1, *б*); остальные триггеры (вход С2, выходы 2, 4, 8) образуют делитель частоты на пять. Оба делнтеля работают самостоятельно. Временные диаграммы входных и выходных сигналов счетчика показаны на рис. 1.1, *в*.

Для организации делителя частоты на десять необходимо выход 1 соединить со входом С2 (рис. 1.1, *г*). Входы R0 триггеров, объединенные логикой И, слу-



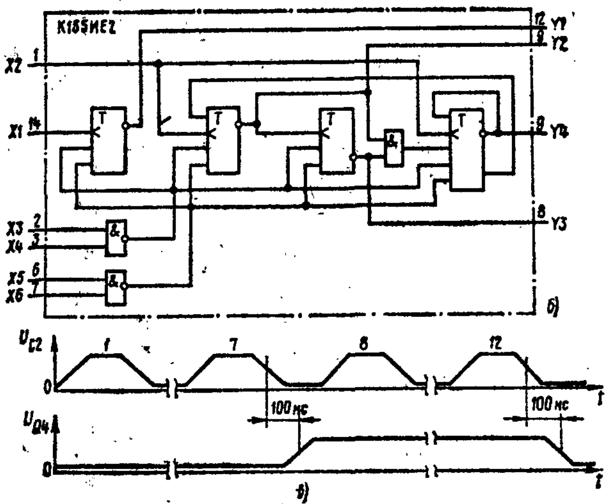




Рис. 1.1

жат для установки счетчика в нулевое состояние и выполняют функцию И-НЕ для сигналов 1 (напряжение высокого уровня). Для установки счетчика в нулевое состояние необходимо подать сигнал 1 на любой из входов R0. Входы R9 триггеров, также объединенные по И, служат для установки счетчика в состояние 9 (1001) путем подачи на них уровня 1. Для работы счетчика в пересчетном режиме должен присутствовать уровень 0 (напряжение низкого уровня), хотя бы на одном из входов R0 и на одном из R9. Если в процессе работы счетчика предварительная установка в состояние 0 или 9 не требуется, то выводы 2, 3, 6 и 7 нужно заземлить. Результат деления появляется в виде сигналов на выходах 1, 2, 4, 8 соответствующих триггеров по отрицательному перепаду входного сигнала.

Счетчик может обеспечить любой коэффициент пересчета от двух до десяти подачей сигналов с его выходов на входы. В табл. 1.1 представлены варианты включения счетчика для получения различных коэффициентов деления частоты: входной сигнал подают на вход C1, а выходы 1 и вход C2 объединяют.

Для установки счетчика в любое произвольное состояние можно использовать дополнительные инверторы, которые позволяют реализовать режим вычитания. На рис. 1.1, *г* приведена схема для установки счетчика в

Таблица 1.1

| Коэффициент деления | Выход сигнала | Вывод подключения микросхемы | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | 2 | 3 | 6 | 7 |
| 2 | 12 | 10 | 10 | 10 | 10 |
| 3 | 9 | 12 | 9 | 10 | 10 |
| 4 | 9 | 8 | 8 | 10 | 10 |
| 5 | 8 | 12 | 8 | 10 | 10 |
| 6 | 8 | 9 | 8 | 10 | 10 |
| 7 | 8 | 10 | 10 | 9 | 8 |
| 8 | 8 | 11 | 11 | 10 | 10 |
| 9 | 11 | 12 | 11 | 10 | 10 |
| 10 | 11 | 10 | 10 | 10 | 10 |

состояние 7 (0111). На рис. 1.1, *д, е* показаны схемы включения, позволяющие устанавливать счетчик в состояние 1 (0001) и 6 (0110), соответственно.

**Счетчик К155ИЕ4** (рис. 1.2, *а*). Он состоит из двух делителей частоты на два и шесть, содержащих четыре триггера. Первый из них (вход C1, выход 2) работа-

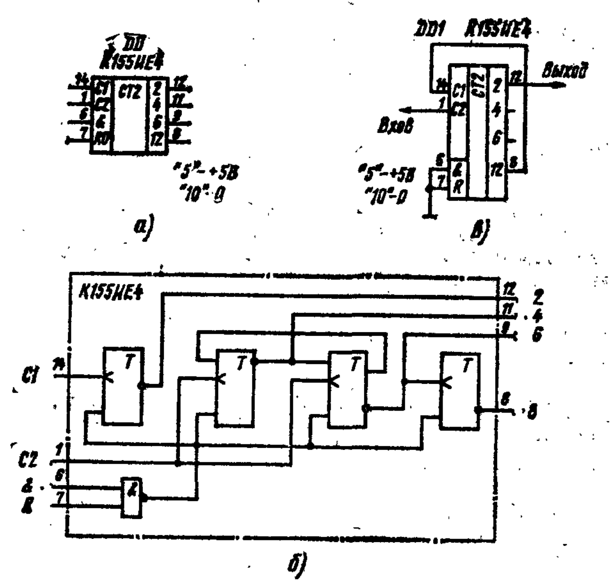



Рис. 1.2

ет как делитель частоты входной импульсной последовательности на два. Три триггера другого образуют делитель частоты на шесть (рис. 1.2, *б*). Для построения делителя частоты на 12 необходимо счетчик включить по схеме, изображенной на рис. 1.2, *в*.

Счетчик имеет два входа R для установки в нулевое состояние, объединенные по И. Делитель на шесть составлен из делителей на три — второй и третий триггеры и делителя на два — четвертый триггер.

Для получения коэффициента пересчета 3 необходимо подать входные счетные импульсы на вход C2 второго триггера и снимать их с выходов 4, 6. Счетчик позволяет делить частоту на 2, 3, 5, 6, 9, 10, 12 путем соединения выходов со входами установки счетчика на ноль. Когда счетчик работает в режиме деления частоты, то целесообразно первым в цепь включать второй делитель, а вторым — первый, как показано на рис. 1.2, *в*. Это обеспечивает на выходе счетчика равные по времени состояния 1 и 0, и неравномерная входная последовательность импульсов выравнивается.

Счетчик К155ИЕ5 (рис. 1.3, *а*). Он состоит из двух делителей, содержащих четыре триггера (рис. 1.3, *б*). Первый из них (вход С1, выход 1) работает как делитель на два входной последовательности импульсов. Три триггера другого образуют делитель частоты на восемь.

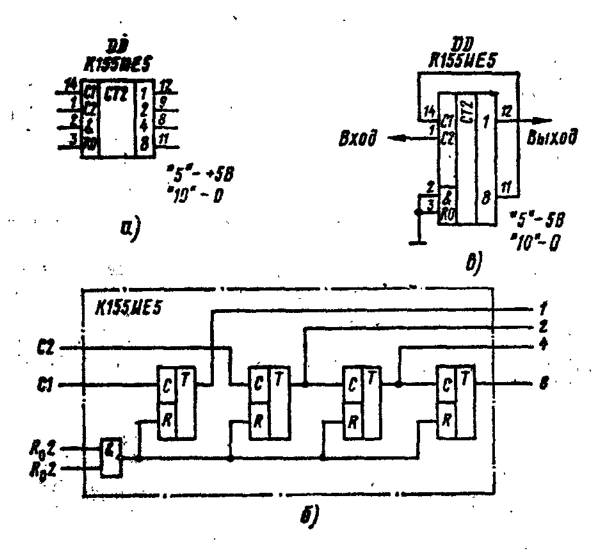



Рис. 1.3

Для деления частоты на 16 нужно соединить вход С1 с выходом 8 (рис. 1.3, *в*). Для получения различных коэффициентов деления необходима коммутация выводов, как показано в табл. 1.2.

Таблица 1.2

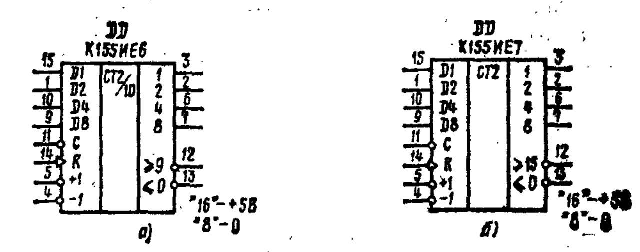
| Коэффициент деления | Выход сигнала | Коммутируемый вход | | Коэффициент деления | Выход сигнала | Коммутируемый вход | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | 2 | 3 | | | 2 | 3 |
| 2 | 12 | 10 | 10 | 8 | 8 | 10 | 10 |
| 3 | 9 | 12 | 9 | 9 | 11 | 12 | 11 |
| 4 | 9 | 10 | 10 | 10 | 11 | 11 | 9 |
| 5 | 8 | 12 | 8 | 12 | 11 | 11 | 8 |
| 6 | 8 | 9 | 8 | 16 | 11 | 10 | 10 |

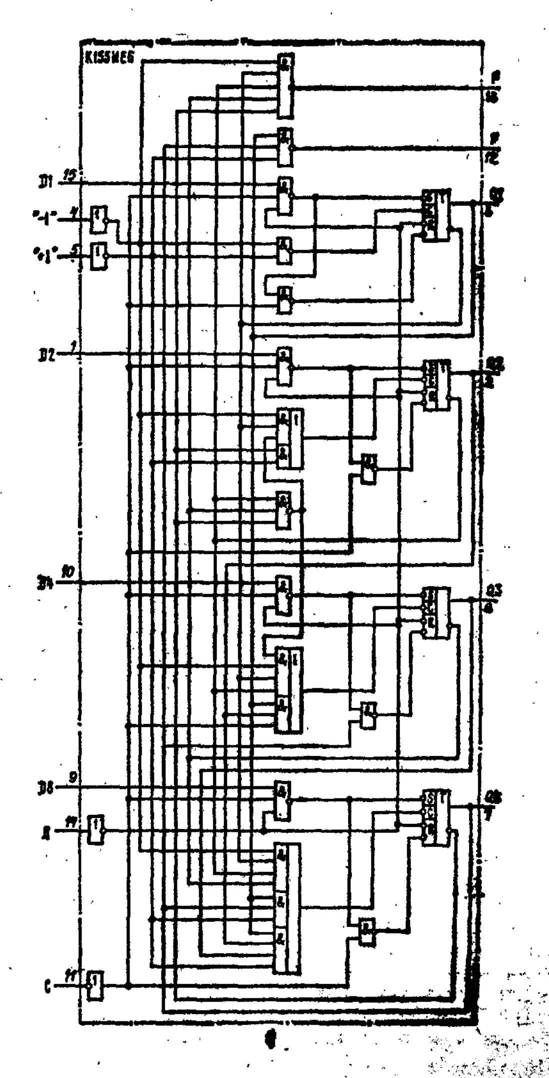
Коэффициент деления на семь без дополнительных логических элементов получить нельзя.

Счетчики К155ИЕ6, К155ИЕ7 (рис. 1.4, *а*,*б*). Они предназначены для счета в двоично-десятичном (счетчик К155ИЕ6) в двоичном (К155ИЕ7) коде. Каждый из них состоит из четырех триггеров и управляющих логических элементов. Их структурные схемы приведены на рис. 1.4, *в* и на рис. 1.4, *г* соответственно.

На рис. 1.4, *д* показана временная диаграмма работы счетчика К155ИЕ6. В интервале $\Delta t = t_3 - t_2$ действует импульс сброса, а при $\Delta t = t_6 - t_5$ — импульс установки числа 7. Интервал $\Delta t = t_{18} - t_8$ характеризует состояние счетчика при прямом счете, причем число 0 в счетчике формируется в интервале $\Delta t = t_{12} - t_{11}$. При обратном счете число 0 формируется в интервале $\Delta t = t_{22} - t_{21}$. На рис. 1.4, *е* показана временная диаграмма работы счетчика К155ИЕ7. В интервале $\Delta t = t_3 - t_2$ счетчик устанавливается в нулевое состояние, а в интервале $\Delta t = t_6 - t_5$ происходит запись кода в счетчик. При прямом счете нулевое состояние счетчика формируется в интервале $\Delta t = t_{15} - t_{13}$, при обратном счете — в интервале $\Delta t = t_{24} - t_{22}$.

Счетчики устойчиво работают на частоте до 30 МГц и имеют входы для прямого и обратного счета (выводы 4, 5). Направление счета зависит от того, на какой вход подают последовательность входных импульсов. При подаче импульсов на вход +1 (вывод 5) счет идет в прямом направлении, при подаче импульсов на вход —1 (вывод 4) в обратном направлении (процесс вычитания). Счетчики можно устанавливать в любое состояние с помощью параллельного кода на входах D1, D2, D4, D8 (выводы 15, 1, 10, 9), а в нулевое состояние уровнем 1 на входе R (вывод 14). Установка в нулевое состояние происходит независимо от уровня на счетных входах и вхо-



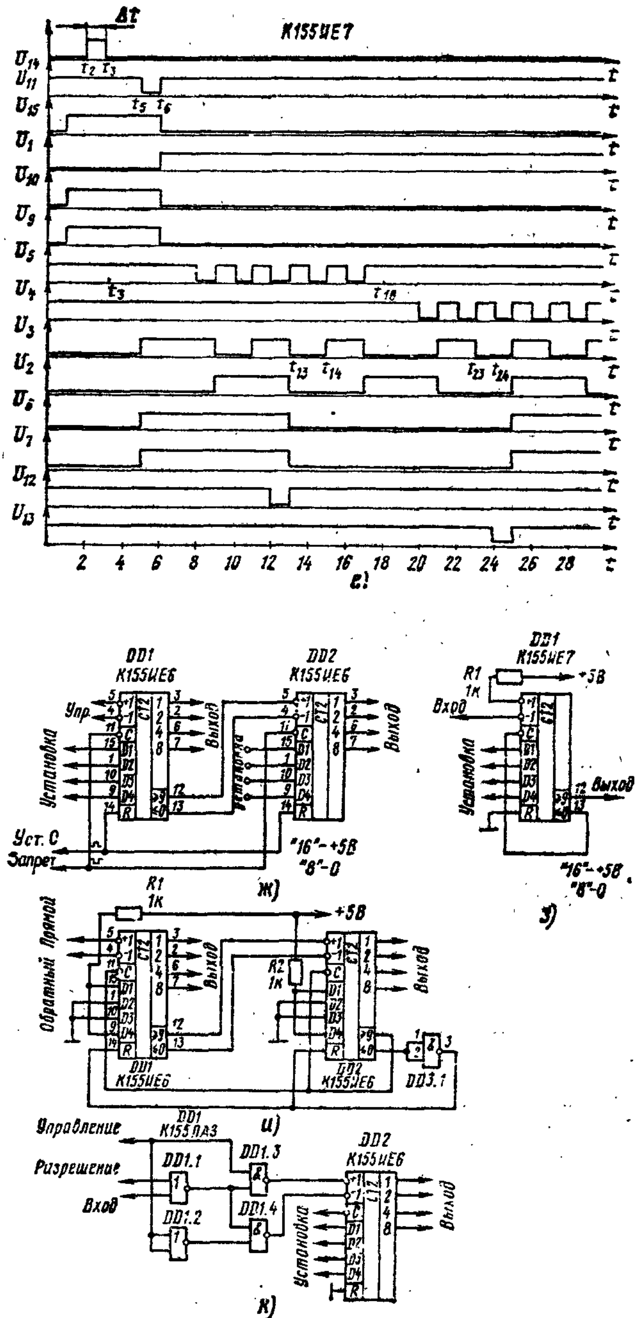



Рис. 1.4

де С. Если вход R не используют, то на него необходимо подать напряжение низкого уровня.

В режиме записи (рис. 1.4, ж, з) на входе R должен быть уровень 0. Если одновременно с этим уровнем подать сигнал 0 на вход С, то в счетчик будет записан код, который был подан на входы. Выходные сигналы счетчика появляются на выходах 1, 2, 4, 8 (выводы 3, 2, 6, 1). На выходах $\geqslant 9$ и $\leqslant 0$ (выводы 12 и 13) формируются сигналы, которые характеризуют состояние счётчика при максимальном и минимальном выходном числе. При максимальном числе на выходе $\geqslant 9$ появляется уровень 1, а при минимальном на выходе $\leqslant 0$ — уровень 1. Используя эти

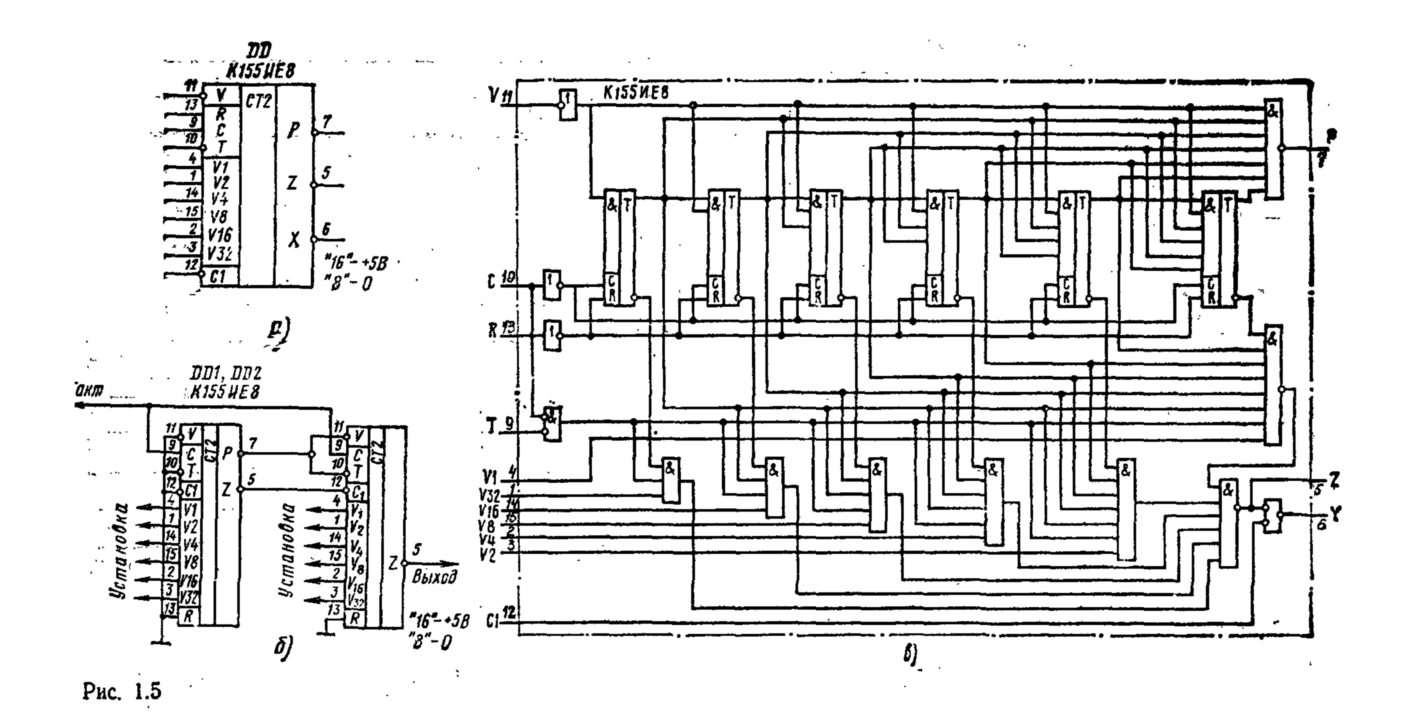



Рис. 1.5

выходы, можно строить многоразрядные реверсивные счетчики без дополнительных элементов, простым соединением выходов переноса и передачи сигнала с выходов прямого и обратного счета.

На рис. 1.4, *ж* показана схема последовательного соединения счетчиков, а на рис. 1.4, *з* — схема делителя частоты с использованием реверсивного счета в режиме обратного счета. Счетчики программируют подачей кода на входы D1, D2, D4, D8. Вычитание идет до тех пор, пока на выходе ⩽0 не появится сигнал, который возвратит счетчик к состоянию кода на входах установки. После этого начинается новый цикл.

При работе счетчика на частоте, близкой к предельной, необходимо учитывать распространение сигнала в элементах микросхем. Из-за задержки распространения входного сигнала максимальная частота работы счетчика составляет около 10 МГц.

На рис. 1.4, *и* показана схема реверсивного счетчика, в котором счет прекращается при достижении определенного кода на входах D1, D2, D4, D8. Сигнал с выхода ⩽0 (вывод 13) счетчика DD2 поступает через инвертор DD3.1 на входы R обоих счетчиков. На этих входах в режиме обратного счета будет уровень 0. С выхода ⩾9 (вывод 12) сигнал подается на вход С для записи внешнего кода в счетчики.

На рис. 1.4, *к* показан пример построения реверсивного счетчика при использовании общего входа для прямого и обратного счета. На вход «Управление» подается уровень 1 при прямом счете и уровень 0 — при обратном; на вход «Разрешение» — уровень 0. На вход устройства подаются счетные импульсы отрицательной полярности относительно уровня 5 В.

**Счетчик К155ИЕ8** (рис. 1.5, *а*, *в*). Он представляет собой шестибитовый двоичный делитель частоты с предварительной установкой коэффициента деления. Счетчик работает, если на стробирующий вход С (вывод 9), вход обнуления R (вывод 13) и на разрешающий вход V (вывод 11) подан уровень 0.

Микросхема состоит из счетчика, элементов совпадения и стробирующих элементов. Счетчик делит частоту входного сигнала на 64. Элементы совпадения выделяют второй, четвертый, восьмой и т. д. импульсы. С помощью стробирующих элементов на выход микросхемы подается часть или все выделенные импульсы. В результате частоту входных импульсов можно изменять от 1/64 до 63/64 частоты входных импульсов. Счет блокируется при подаче на вход V (вывод 11) сигнала 1. Для установки триггеров в нулевое состояние необходимо подать на установочный вход R (вывод 13) положительный перепад напряжения. Сигналы по тактовому входу Т (вывод 10) изменяют состояние счетчика: изменение происходит по спаду входного импульса. С помощью управляющего кода по входам V1, V2, V4, V8, V16, V32 можно менять время появления сигнала на выходе Z (вывод 5). Если на входе V8 (вывод 15) установить уровень 1, то на выходе выделится каждый восьмой импульс, а на входе V16 (вывод 2) — каждый шестнадцатый и т. д. Если подать уровень 1 на несколько управляющих входов V, то общее число импульсов N на выходе Z:

$$N = V1 + 2V2 + 4V4 + 8V8 + 16V16 + 32V32.$$

На выходе P (вывод 7) существует уровень 1, который меняется на уровень 0 по спаду 63-го импульса. По спаду 64-го импульса снова появляется уровень 1. Этот импульс используется при каскадном соединении микросхем.

По входу С (вывод 12) происходит стробирование. При подаче на этот вход сигнала высокого уровня на выходе Z сигнал прерывается. На рис. 1.5, *б* показано последовательное включение двух счетчиков.

**Регистр К155ИР1** (рис. 1.6, *а*, *б*). Он представляет собой четырехразрядный сдвиговый регистр. По управляющему входу P (вывод 1) осуществляется последовательный ввод информации в первый разряд регистра в режиме сдвига. По входу V (вывод 6) выбирается режим работы: сдвиг данных или параллельная запись кода в четыре разряда регистра через параллельные входы D1 — D4 (выводы 2—5). С выходов Q1 — Q4 (выводы 13, 12, 11, 10) снимают код в параллельном виде. Регистр работает в режиме сдвига, если на входе V присутствует уровень 0, и в режиме записи кода, если на входе V уровень 1. Для работы регистра в этих режимах импульсы синхронизации подаются на входы С1 и С2. При подаче импульсов синхронизации на вход С1 происходит

сдвиг информации; при подаче импульсов на вход C2 в разряды регистра записывается код, поданный в этот момент на входы D1 — D4. Запись в регистр идет без предварительного обнуления.

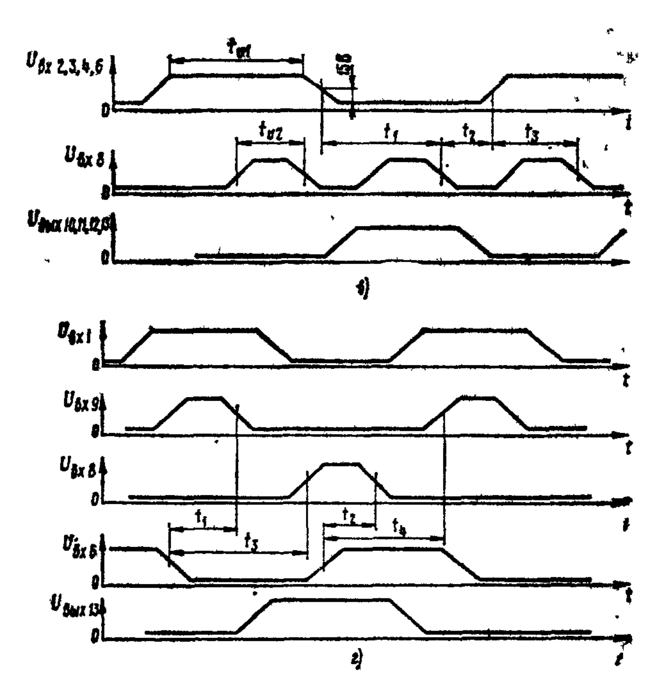


Рис. 1.6

При работе в других режимах, т. е. при наличии на входе сигнала 1, неиспользуемые входы не оказывают влияния на работу регистра, поэтому их можно оставить неподключенными или можно соединить с общим проводом. В нескольких регистрах, включенных последовательно, входы C1, C2 и V запараллеливаются, выход Q4 первого регистра соединяют со входом P второго и т. д.

На рис. 1.6, *в* показана временная диаграмма входных и выходных импульсов, а на рис. 1.6, *г* — временная диаграмма напряжений входных сигналов, сигналов синхронизации управления ($t_1 \geqslant 20$ нс и $t_3 \geqslant 20$ нс — время опережения входного сигнала относительно сигнала на входе синхронизации, $t_2 \geqslant 0$ и $t_4 \geqslant 0$ — время запаздывания входного сигнала относительно сигнала на входе синхронизации).

На рис. 1.6, *д* приведена схема для последовательного ввода информации. Если соединить выход n-го разряда со входом (n−1)-го, т. е. выход Q4 со входом D4, выход Q3 со входом D3 и т. д., то получим реверсивный регистр (рис. 1.6, *е*). Подачей сигнала 1 на вход V информацию, записанную в регистр, сдвигают влево по каждому тактовому импульсу путем записи по параллельным входам со смещением на один разряд. Подачей на вход V сигнала 0 информацию сдвигают вправо по каждому тактовому импульсу. В реверсивном режиме входы C1 и C2 объединяются. В этом режиме информация может быть записана только последовательно.

На рис. 1.6, *ж* показана схема делителя частоты на восемь. Регистр работает в режиме последовательного сдвига информации, поступающей с последнего разряда через инвертор.

На рис. 1.6, *з* представлена схема делителя частоты на пять. Этот делитель работает аналогично описанному, однако в момент появления уровня 1 на выходе Q4 регистр переключается в режим параллельного ввода и следующий тактовый импульс записывает в регистр число 0000. На рис. 1.6, *и* приведена схема распределения импульсных сигналов на восемь. На выходах регистров поочередно появляется уровень 1. Управление работой регистров осуществляется по входу V, уровень 0 включает регистр, а уровень 1 выключает. При записи сигнала в первый триггер сле-

дует перевести регистры в режим параллельного приема и на все входы, кроме D1, подать уровень 0. До прихода тактовых импульсов нужно провести начальную установку распределителя

**Регистр К155ИР13** (рис. 1.7, *а, б*). Он представляет собой восьмиразрядный регистр, выполняющий следующие функции: параллельный ввод информации, сдвиг ее вправо и влево, хранение информации, преобразование последовательного кода в параллельный и обратное преобразование.

Для ввода кода в параллельном виде его подают на входы D0 — D8, уровень 1 подают на входы S0 и *S1* (выводы 1, 23). На выходе регистра записанное число появляется по положительному перепаду на входе C (вывод 11). При положительном перепаде на входе C, если на входе S0 уровень 1, и на входе S1 — уровень 0, происходит сдвиг вправо записанного двоичного числа. В этом случае код в регистр поступает последовательно со входа $D_R$ (вывод 2). Для сдвига влево кода, поданного на вход $D_L$ (вывод 22), необходимо подать на вход S0 уровень 0, а на вход S1 уровень 1.

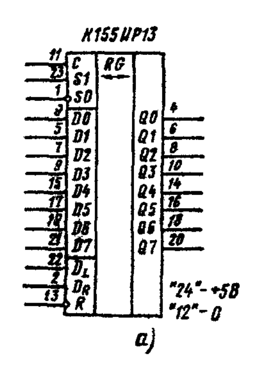
**Регистр К155ИР17** (рис. 1.8, *а*). Он представляет собой двенадцатиразрядный регистр. Временная диаграмма работы регистра показана на рис. 1.8, *б*. Его основное назначение: управление поразрядным взвешиванием для АЦП, использование в качестве преобразователя последовательного кода в параллельный, кольцевого счетчика и узла управления в повторяющихся цифровых программах.

Регистр работает как последовательно-параллельный преобразователь. Информация поступает на вход D (вывод 11) и пересылается к соответствующему разряду при положительном перепаде импульса на входе синхронизации C (вывод 13).

На рис. 1.8, *в* показано включение двух регистров. Запись информации в регистр происходит последовательно, начиная со старшего разряда. Одновременно соседний младший разряд переходит в состояние 0, что свидетельствует о готовности принимать информацию при следующем положительном перепаде импульса синхронизации.

Исходное состояние регистра устанавливают подачей на вход S (вывод 14) уровня 0. При этом старший разряд регистра переходит в состояние 0, а остальные — в состояние 1. О заполнении регистра сигнализирует выход C (вывод 13), на котором устанавливается уровень 0. Записанная информация хранится до следующего цикла, при хранении входы D и S (выводы 11, 14) блокируются. Это состояние сохраняется до тех пор, пока на вход E (вывод 1) не будет подан уровень 0. Для непрерывного преобразования необходимо выход CO (вывод 3) соединить со входом S (вывод 14).

Поступающую на вход информацию контролируют по выходу D0 (вывод 2). Асинхронный вход разрешения E (вывод 1) позволяет каскадировать регистры до получения любого числа разрядов.

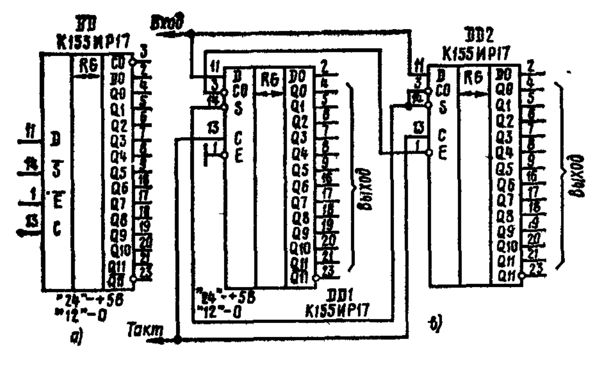



а)

б)

Рис 1.7

Двадцатичетырехразрядный регистр преобразует последовательный код а параллельный Если объединить выход CO и вход E и подать на вход C постоянный уровень 1, то образуется кольцевой счетчик. Для



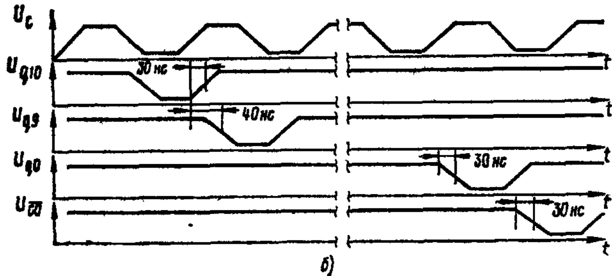
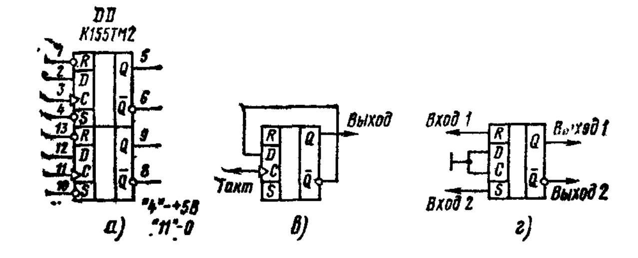




Рис. 1.8



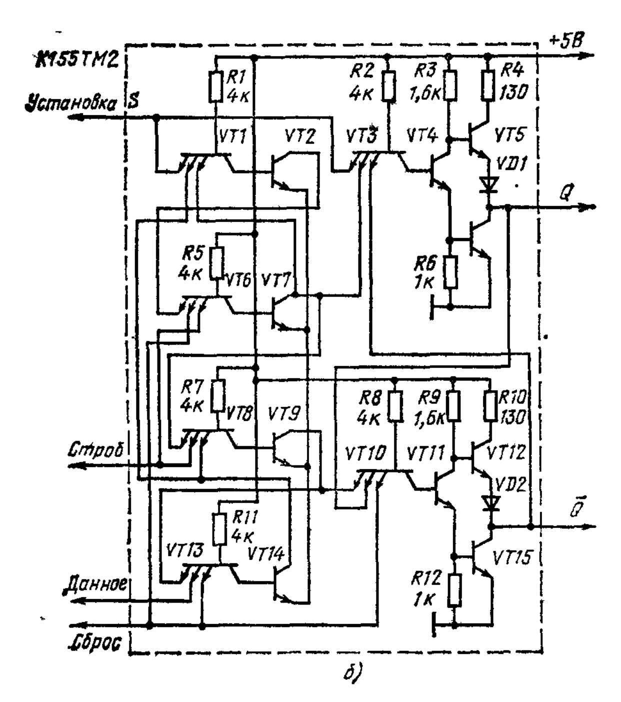



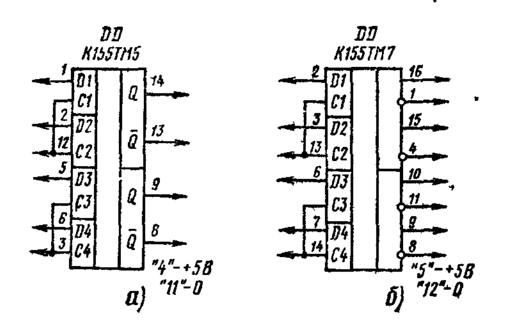

Рис. 1.9

бежания сбоев в работе регистра необходимо, чтобы импульсы синхронизации были с очень крутым фронтом и спадом.

**Триггер К155ТМ2** (рис. 1.9, *а*, *д*). Он содержит два D-триггера. Входы R и S служат для асинхронной установки триггера в состояние 0 или 1 подачей на один из них сигнала уровня 0. По положительному перепаду входного напряжения на тактовом входе C триггер устанавливается в состояние, соответствующее уровню на информационном входе D. Последующие изменения сигнала на входе D не изменят состояние триггера.

На микросхеме можно собирать T-триггеры (рис. 1.9, *в*), RS-триггеры (рис. 1.9, *г*).

**Триггеры К155ТМ5, К155ТМ7** (рис. 1.10, *а*, *б*). Они содержат по четыре D-триггера. Электрическая схема одного D-триггера показана на рис. 1.10, *в*. Тактовые входы C (C1, C2 и C3, C4) каждого из них объеди-



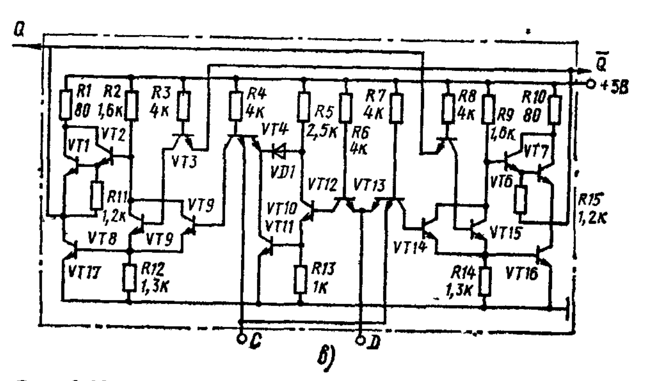




**Рис. 1.10**

нены попарно. Импульсы синхронизации на входе C устанавливают два триггера в состояние, которое определяется сигналами на входах D. Переключаются триггеры не по фронту, а по уровню 1. При уровне 0 на входах C триггеры переходят в состояние хранения информации.

У триггеров микросхемы К155ТМ7 предусмотрены выходы для прямого и инверсного сигналов, а у К155ТМ5 — только для прямого сигнала.

**Триггер К155ТМ8** (рис. 1.11, *а*). Он содержит четыре D-триггера с раздельными информационными входами. Электрическая схема одного триггера показана на рис. 1.11, *б*. Триггеры имеют общий вход синхронизации C и общий асинхронный вход R для приведения триггера в нулевое состояние. Триггеры устанавливаются в исходное состояние подачей уровня 0 на вход R.

Сигнал со входа D передается в триггер при положительном перепаде тактирующего сигнала на вхо-

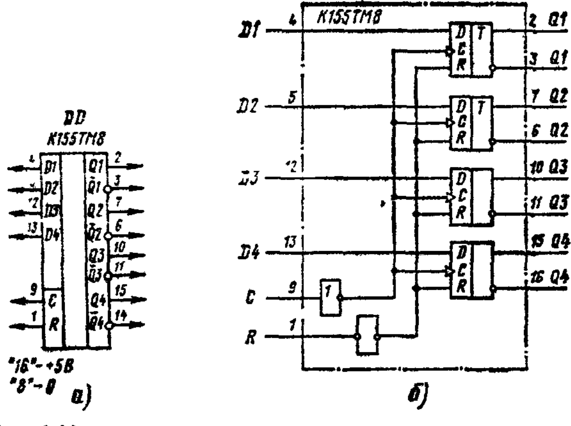



Рис. 1.11

де С. В этот момент на входе R должен быть сигнал уровня 1.

**Двоичный сумматор К155ИМ1** (рис. 1.12, *а, б*). Он является одноразрядным двоичным сумматором с дополнительными управляющими входами. Входы сумматора выполняют следующие функции: A1 — A4 — входы для подачи одного разряда первого числа;

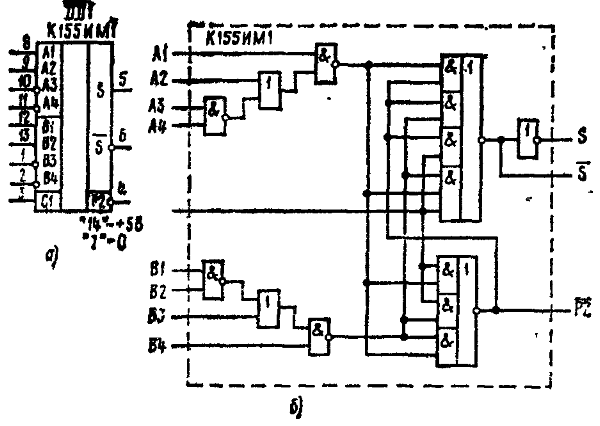



**Рис. 1.12**

B1 — B4 — входы для подачи одного разряда второго числа; S, $\overline{S}$ — выходы суммы; P1 — вход переноса; P2 — выход переноса первого разряда.

Возможные состояния сумматора приведены в табл. 1.3.

Таблица 1.3

| | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| P1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| A | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| B | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| P2 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| S | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| $\overline{S}$ | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |

В соответствии с внутренней структурой: $A=\overline{A3\,A4}$, $B=\overline{B3\,B4}$, где $A3=\overline{A1\,A2}$ $B3=\overline{B1\,B2}$. Когда используют входы A3 или B3, на входы A1, A2 или B1, B2 должен быть подан уровень 0. Если входами являются A1, A2 или B1, B2, то входы A3 и B3 можно оставить свободными или использовать их для функции «монтажного» ИЛИ.

**Сумматор К155ИМ2** (рис. 1.13, *а, б*). Он представляет собой сумматор, выполняющий сложение двух двухразрядных чисел. Назначение входов и выходов:

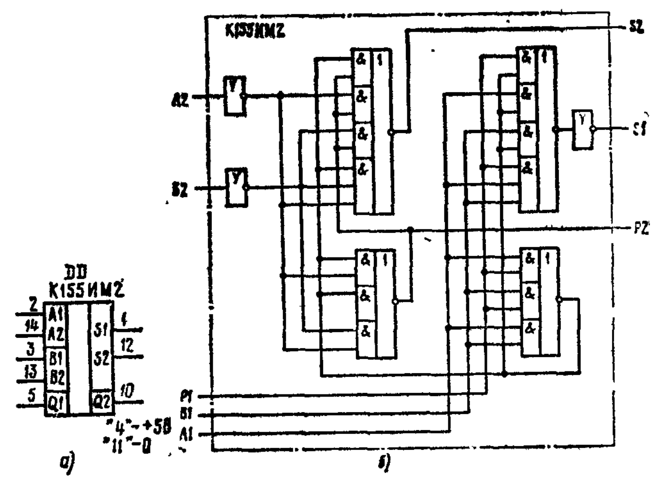



Рис. 1.13

A1 — A4 — входы первого числа; B1 — B4 — входы второго числа; S1 — S4 — выходы суммы; C0 — вход переноса; P — выход переноса из второго разряда. Логика работы этого сумматора такая же, как у К155ИМ1.

**Сумматор К155ИМ3** (рис. 1.14, *а, б*). Он содержит четыре одноразрядных сумматора, объединенных связями переноса. Назначение входов и выходов: A1 — A4 — входы первого числа; B1 — B4 — входы второго числа; S1 — S4 — выходы суммы; C0 — вход переноса; P — выход переноса из четвертого разряда.

Для построения многоразрядного сумматора достаточно передать сигнал переноса от предыдущей микросхемы в последующие, при этом на вход переноса первой микросхемы надо подать уровень 0.

Сумматор может выполнять функцию вычитания. Для этого к уменьшаемому прибавляют дополнительный код вычитаемого и к результату прибавляют 1. Схема вычитателя изображена на рис. 1.14, *в*.

**Расширители К155ЛД1, К155ЛД3** (рис. 1.15, *а—в*). Они являются расширителями по ИЛИ; микросхема К155ЛД1 — двойным четырехвходовым логическим расширителем, а К155ЛД3 — восьмивходовым. Расширители позволяют строить различные устройства для дискретных и аналоговых сигналов. Скорость передачи сигнала со входа на выход составляет 20 нс. Максимальный выходной ток расширителя равен 4 мА.

**Базовые элементы цифровой техники.** Основу цифровой техники составляют различные устройства, выполняющие логические функции. Они строятся на базовых элементах трех типов. Самым быстродействующим элементом является токовый переключатель с эмиттерной связью. Элементы эмиттерно-связанной логики (ЭСЛ) переключаются за время 2...5 нс.

Электрическая схема базового элемента показана на рис. 1.16, *а*, а его характеристика переключения — на рис. 1.16, *б*. На транзисторе VT4 выполнен стабилизатор напряжения, который определяет ток через резистор R4. Когда на одном из входов присутствует напряжение низкого уровня, то весь ток резистора R4

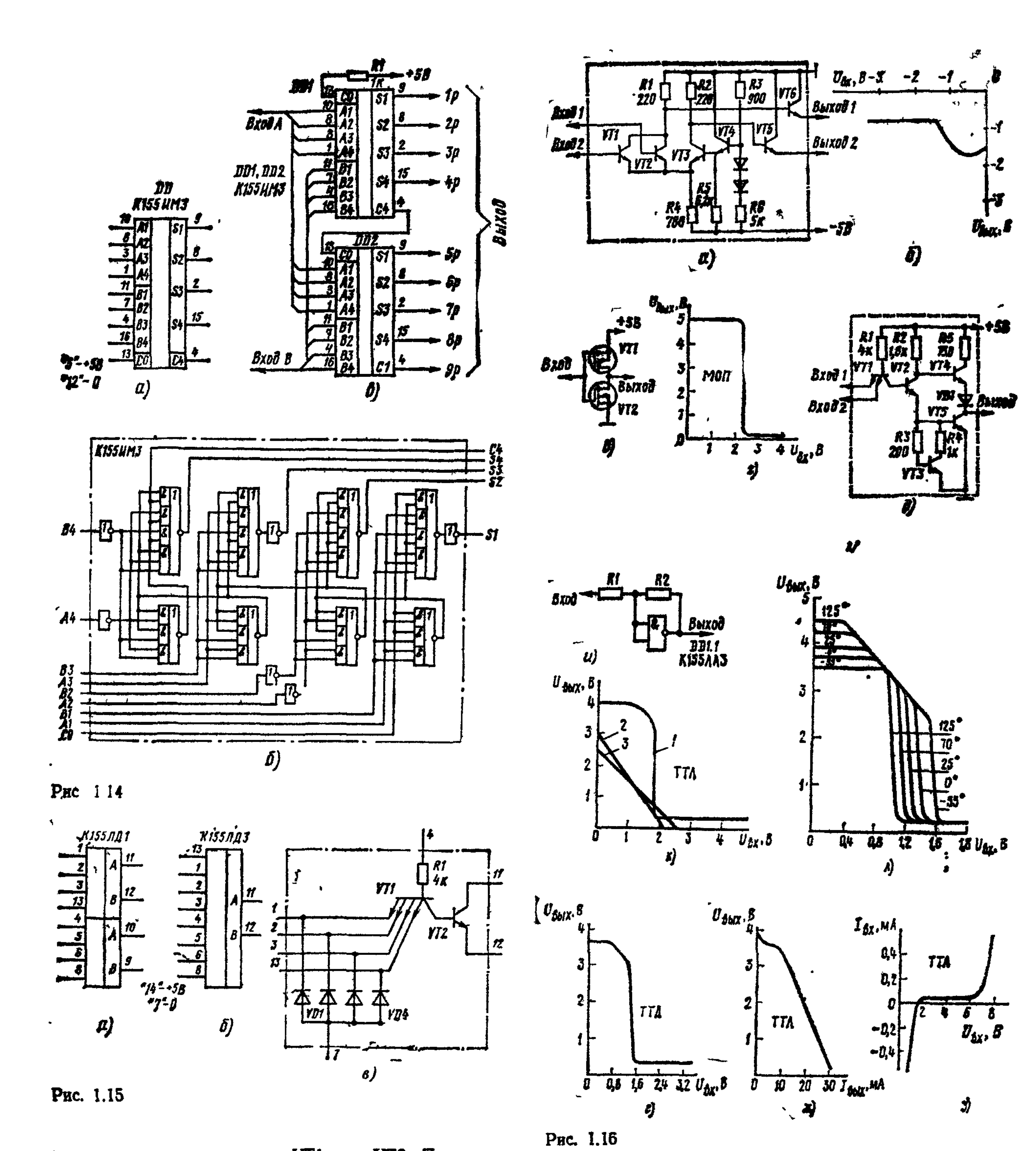



Рис. 1.14

Рис. 1.15

Рис. 1.16

протекает через транзистор VT1 или VT2. При подаче на входы сигнала высокого уровня происходит закрывание этих транзисторов. Теперь ток резистора R4 будет протекать через транзистор VT3. Транзисторы VT5 и VT6 служат повторителями, увеличивающими нагрузочную способность элемента. Элемент потребляет мощность 35 мВт.

Наиболее экономичен элемент структуры металл-окисел-полупроводник (МОП), схема которого показана на рис. 1.16, *в*. Элемент состоит из двух взаимно дополняющих полевых транзисторов МОП. Характеристика переключения элемента представлена рис. 1.16, *г*. Потребляемая мощность — около 50 мкВт. Время переключения элемента равно 80 нс.

Схема элемента транзисторно-транзисторной логики показана на рис. 1.16, *д*, а наиболее важные его характеристики на рис. 1.16, *е—з*. Зависимость выходного напряжения от входного приведена на рис. 1.16, *ж*. Нагрузочная характеристика элемента ТТЛ изображена на рис. 1.16, *к*. Входной ток нелинейно зависит от входного напряжения (см. рис. 1.16, *з*). На рис. 1.16, *к* показано изменение характеристики переключения

элемента при различном сопротивлении резисторов: 1) R1=0, R2=∞; 2) R1=220 Ом, R2=560 Ом; 3) R1=510 Ом, R2=560 Ом, рис. 1.16, к. Изменение характеристики переключения от температуры показано на рис. 1.16, л.

## Микросхемы серии КР556

**ППЗУ КР556РТ4** (рис. 1,17, *а*). Это программируемое постоянное запоминающее устройство с организацией 256 слов по четыре разряда. Информация в ППЗУ записывается потребителем путем пережигания нихромовых перемычек импульсом тока 1 раз перед эксплуатацией.

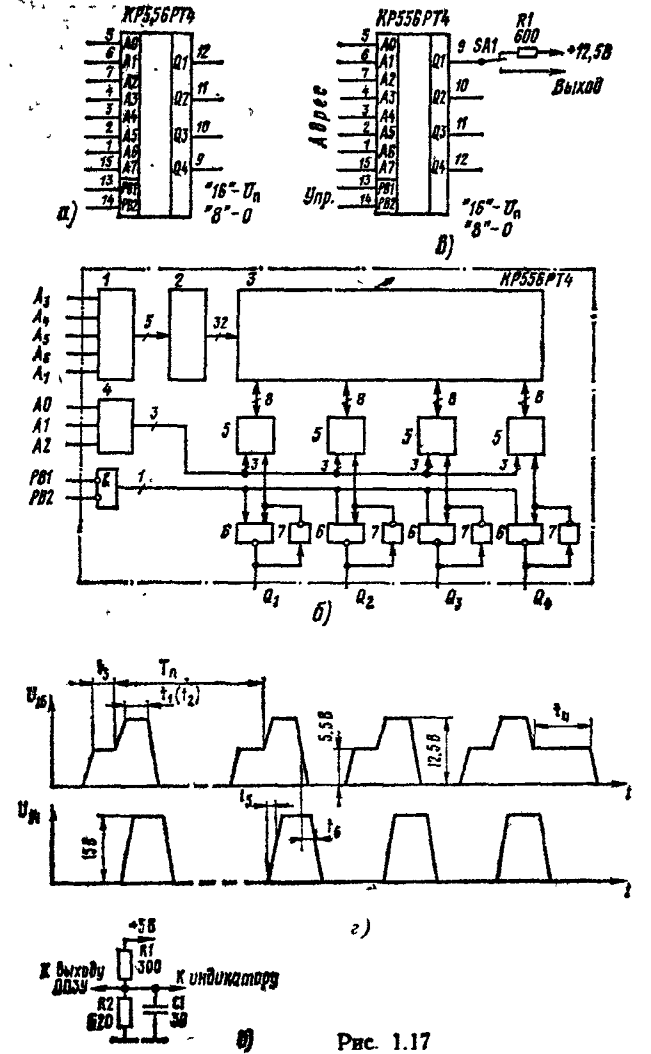



Рис. 1.17

Назначение входов и выходов: A0 — A7 — адресные входы; PB1, PB2 — входы разрешения выборки; Q1 — Q4 — выходы с открытым коллектором.

На структурной схеме ППЗУ (рис. 1.17, *б*): *1 — блок* адресных формирователей; 2 — входной дешифратор пятиразрядного кода в десятичный на 32 положения; 3 — матрица запоминающих элементов 32×32; 4 — блок адресных формирователей; 5 — выходной дешифратор, 6 — выходные усилители; 7 — узлы программирования для формирования импульса тока при пережигании перемычек.

Основные параметры ППЗУ: напряжение питания 5 В; ток потребления 130 мА; входной ток уровня 0 — минус 0,25 мА; входной ток сигнала 1 40 мкА; выходной ток уровня 1 0,1 мА; выходное напряжение сигнала 0 0,5 В; время выборки разрешения 30 нс; время выборки адреса 70 нс.

Информация считывается при подаче сигнала уровня 0 на входы PB1 и PB2. При любой другой комбинации сигналов на этих входах на выходе ППЗУ присутствует уровень 1. При считывании на выходы адресных формирователей A0 — 07 подают код адреса считывания слова. С выходов адресных формирователей прямые и инверсные значения входного кода поступают на входной в выходной дешифраторы. Входной дешифратор выбирает одну из 32 строк запоминающей матрицы, содержащей память на 32 бита (восемь четырехразрядных слова). Для считывания одного из восьми слов, выбранных входным дешифратором, служат выходные дешифраторы, управляемые тремя адресными входами. С выходных дешифраторов код считанного слова через усилители считывания поступает на внешнюю нагрузку.

Выход усилителей считывания выполнен на транзисторах с открытым коллектором. Устройство разрешения выборки позволяет стробировать любую микросхему, когда она включена в большой массив объединенных ППЗУ.

**Режим программирования.** До программирования в микросхеме по всем адресам и разрядам записан уровень 0. В исходном состоянии вывод 8 подключен к общему проводу, на выходы PB1, PB2 (выводы 13, 14, 16) подано напряжение от 0 до 0,5 В. Последовательность подачи сигналов следующая: сначала на адресные входы A0 — A7 (выводы 5, 6, 7, 4, 3, 2, 1, 15) подают напряжение уровня 0, равное 0...0,5 В, либо уровня 1, равное 4...4,5 В в соответствии с кодом адреса слова. Затем напряжение питания (вывод 16) повышают от 0 до 5±0,25 В. При этом потребляемый ток увеличивается до 150 мА. Далее на все выходы Q1 — Q4 (выводы 12, 11, 10, 9) подают напряжение 0...0,5 В, после чего напряжение питания повышают с 5 до 12,5±0,5 В. При этом ток потребления возрастает до 400 мА. Напряжение 12,5 В через резистор 600 Ом подают на выход Q1 первого разряда, в который записывается информация при токе менее 15 мА (допускается подача на выход напряжения 10±0,25 В через резистор 300 Ом). Напряжение на выходе PB2 (вывод 14) повышают с 0 до 15±0,5 В, при этом ток увеличивается до 100 мА; наконец, напряжение питания понижают до нуля, и вслед за этим напряжение на выходе PB2 также понижают до нуля.

Таким способом записывают программу во все разряды, что соответствует циклу записи одного слова. По окончании записи одного слова контролируют правильность программы. Для этого напряжение питания устанавливают равным 5±0,25 В, считывают запись и проверяют ее правильность. Схема подключения микросхемы показана на рис. 1.17, *в*.

Указанную последовательность подачи сигналов можно сформировать в виде импульсных сигналов, представленных на рис. 1.17, *г*, здесь 100 мкс $\geq t_1 \geq$ $\geq$25 мкс, 10 мс$\geq t_2 \geq$15 мс, 10 мкс$\geq t_3 \geq$0,2 мкс, 30 мкс $\geq t_4 \geq$ 1 мкс, 100 нс $\geq t_5 \geq$ 0, 1000 нс $\geq$ $\geq t_6 \geq$200 нс. Период следования импульсов определяется как $T_и = Qt_1$, где скважность Q=10...20.

Информацию записывают путем подачи трех серий импульсов: нормального ($t_1$, $N_1$), форсированного ($t_2$, $N_2$) и дополнительного ($t_1$, $N_3$). Число программируемых импульсов N на 1 бит определяется режимом работы: 4000$\geq N_1 \geq$1000, N=100, 100$\geq N_3 \geq$40.

На рис. 1.17, *д* показана схема электрической нагрузки при измерении динамических параметров.

**ППЗУ КР556РТ5** (рис. 1.18, *а*). Это программируемое постоянное запоминающее устройство с организацией 512 слов по восемь разрядов. Структурная схема устройства приведена на рис. 1.18, *б*. Здесь: 1 — блок адресных формирователей; 2 — входной дешифратор двоичного шестиразрядного кода в десятичный на 64 положения; 3 — матрица запоминающих элементов объемом 64×64; 4 — блок адресных формирователей; 5 — выходной дешифратор трехразрядного кода в десятичный на восемь положений, 6 — выходные усилители; 7 — узлы программирования для формирования импульсов тока при пережигании перемычек. Программируют ППЗУ пережиганием нихромовых перемычек импульсами тока один раз перед эксплуатацией.

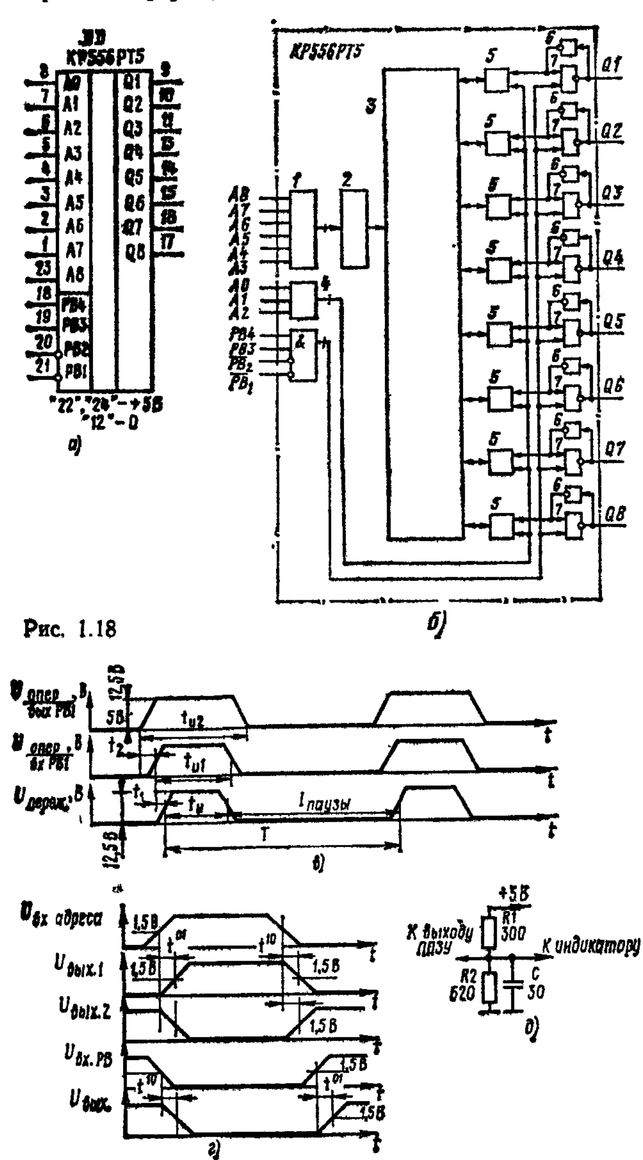



Рис. 1.18

Назначение входов и выходов: A0 — A8 — адресные входы: Q1 — Q8 — выходы с открытым коллектором; PB1 — PB4 — входы разрешения выборки.

Считывание информации происходит при подаче кода 0011 на входы PB1 — PB4. Подачей сигналов на адресные входы A3 — A8 выбирается один из 64 рядов матрицы, содержащих 64 ячейки каждый Адресные входы A0 — A2 управляют выходным дешифратором, который выделяет один из восьми бит для каждого выходного усилителя считывания. Усилители считывания выполнены на транзисторах с открытым коллектором. Наличие четырех входов разрешения выборки упрощает дешифрацию при создании памяти большой емкости. Кроме того, вход PB1 служит для подачи программирующего тока матрицы.

Основные электрические параметры микросхемы: напряжение питания 5 В; потребляемый ток 150 мА; входной ток сигнала 0 минус 0,25 мА; входной ток сигнала, 1 0,04 мА; выходной ток сигнала 1 0,1 мА; выходное напряжение сигнала 0 0,5 В; время выборки разрешения 30 нс; время выборки адреса 70 нс.

Устройство может работать в режиме с пониженным потреблением тока при хранении и считывании информации. Программируют ППЗУ следующим образом. Сначала между выводами 12 и 22, 12 и 24, 12 и 21 подключают по конденсатору емкостью от 10 до 1000 пФ. Устанавливают на выводах 22 и 24 напряжение питания 5 В±5 %, на входах разрешения выборки $PB_3$ и $PB_4$ — нижний уровень и высокий уровень на входах PB1 и PB2. В режиме программирования необходимо на адресные входы A0 — A8 подать низкий уровень 0...0,5 В или высокий 3...4,5 В в соответствии с кодом адреса. Затем на выводы 22 и 24 следует подать импульсное напряжение 12,5±0,5 В (потребляемый ток не более 500 мА) на вход PB1 (вывод 21) — импульс амплитудой 15±0,5 В при токе не более 300 мА. На программируемый выход 0 (выводы 9—11, 13—17) через резистор сопротивлением 300 Ом нужно подать импульс амплитудой 12,5±0,5 В (ток не более 10 мА). На остальных выходах поддерживать низкий уровень. После этого снять программирующее напряжение с выхода, на вход PB1 (вывод 21) подать низкий уровень, на выводы 22 и 24 — напряжение 5 В±5 %. В одном такте программируется один выход. Контроль программирования можно проводить после каждого текста или после программирования всей матрицы.

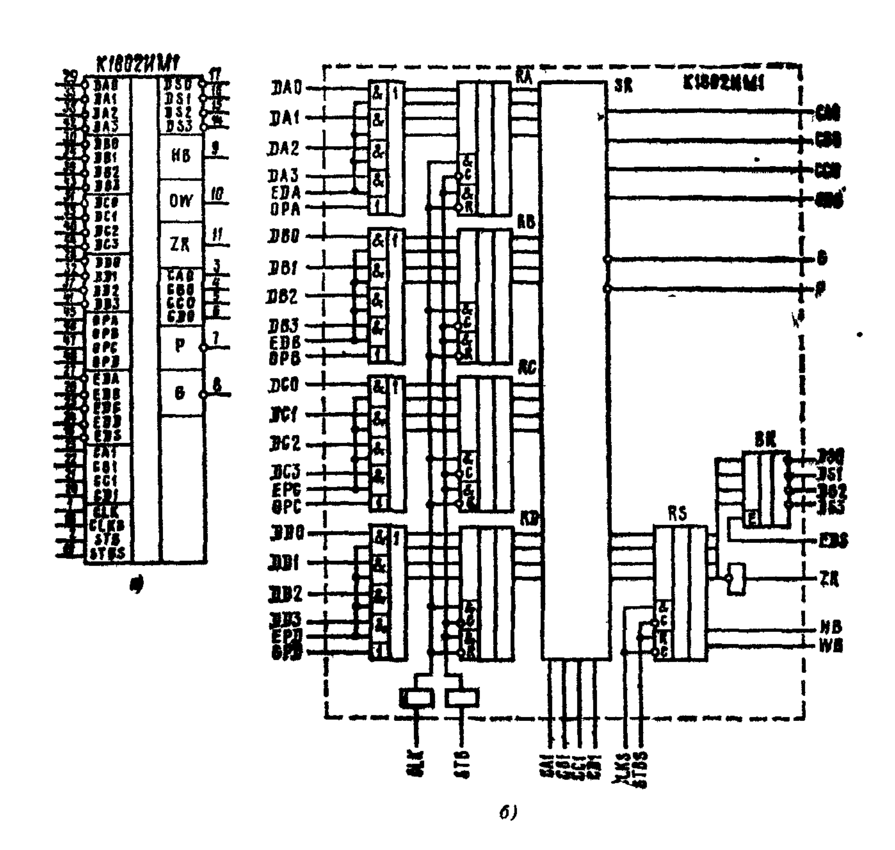
На рис. 1.18, *в* показана диаграмма импульсов программирования. Здесь $t_и$ — время пережигания проволочек; $t_1$ — время опережения и сохранения импульса по входу PB1 относительно выхода; $t_2$ — время опережения и сохранения импульса питания относительно импульса входа PB1; $t_ф$ — время нарастания и спада $t_и = 5...100$ мс, 30 мс$\leqslant t_1 \leqslant$100 мс, $t_{ср} <$ <100 мкс, $0 \leqslant t_2 \leqslant 100$ мкс, $t_{и1} = t_и + 2t_1$, $t_{и2} = t_{и1} + 2t_2$. Скважность импульсов равна 3...4, число программирующих импульсов — 400.

На рис. 1.18, *г* дана диаграмма сигналов считывания, а на рис. 1.18, *д* схема эквивалентной нагрузки. Если программирование ППЗУ не произошло, то цикл повторяют. После программирования для повышения надежности записанной информации целесообразно нагреть корпус до температуры 7... 125 °С в течение 160 ч.

## Микросхемы серии К1802

**Сумматор К1802ИМ1** (рис. 1.19, *а*). Он представляет собой сумматор для одновременного сложения и вычитания четырехразрядных чисел. Допускается расширение его разрядной сетки до любого количества разрядов без дополнительных устройств Для ускоренного переноса используют выходы P и G. Для этой цели можно применять микросхемы К155ИП4 или К589ИК03, что приводит к уменьшению времени суммирования многоразрядных чисел.

Основные параметры сумматора: входное напряжение уровня 0 0,5 В; выходное напряжение уровня 1 более 2,4 В; прямое падение напряжения на антизвонном диоде 1,2 В; ток потребления 280 мА; входной ток уровня 0 для выводов 1, 2, 18—23, 28—35, 37—48 минус 0,4 мА, а для выводов 13, 24—27 — минус 0,8 мА;




Сумма
Знак переполнения
Ноль результата
+5В
R5 1К
R1 1К
R2 1К
R3 1К
R4 1К
DA0 SM DS0
ZR
ZP
HB
OW
CLK
CLKS
STB
STBS
G
P
$C_0$
$X_0$ $Y_0$
$C_{0+1}$
$X_1$ $Y_1$
$X_{\frac{N}{4}-2}$ $Y_{\frac{N}{4}-2}$
Устройство ускоренного переноса
в)

Рис. 1.19

входной ток уровня 1 40 мкА; выходной ток уровня 0 в состоянии «Выключено» минус 100 мкА; выходной ток уровня 1 в состоянии «Выключено» 100 мкА; выходной ток уровня 1 100 мА; время задержки распространения от входа CLKS до выходов HB, ZR, OW, CLTY менее 28 нс, а до выхода DS 24 нс; время задержки распространения от входа CLK до выходов CA0, CB0 24 нс, до выхода CC0 37 нс, до выходов CD0, P, G 48 нс; время задержки распространения от входа CA1 до выходов CD0, P, G 35 нс, до выхода DS 40 нс, до выходов ZR, OW 38 нс; время задержки распространения от входа CC1 до выхода CD0 20 нс, до выходов DS, P, G 24 нс, до выхода HB 29 нс, до выходов ZR, OW 38 нс; время задержки распространения от входа CC1 до выхода CD0 24 нс, до выходов DS, P G 24 нс, до выхода HB 29 нс, до выходов ZR, OW 38 нс; время задержки распространения от входа CD1 до входов CD0, DS 24 нс, до входа HB 29 нс, до входов ZR, OW 38 нс; время задержки переходов от входа EDS до выходов DS 35 нс, время задержки распространения от входа DC до выходов DS, CD0 55 нс и до выходов CA0, CB0, CC0, P, G 40 нс; предельное напряжение питания 7 В на время не более 5 мс; предельное напряжение на выходе закрытой микросхемы —0,5...5,5 В на время 5 мс и до 7 В для выходов с открытым коллектором; предельное входное напряжение 5,5 В; предельный ток на входе минус 5 мА.

Назначение выводов: 1 — вход записи операндов (CLK); 2 — вход управления записью операндов (STB); 3—6 — выходы переноса (P); 7 — вход переноса (P); 8 — выход генерации переноса (G); 9 — выход знака результата (HB); 10 — выход признака переполнения (OW); 11 — выход признака нуля (ZR) — открытый коллектор; 12 — общий провод; 13 — вход управления буфером результата (EDS); 14—17 — выход результата, разряды 3, 2, 1, 0 (DS3, DS2, DS1, DS0) — три состояния; 18 — вход записи результата (CLKS); 19 — вход управления записью результата (STBS); 20—23 — входы переноса D, C, B, A (CD1, CC1, CB1, CA1); 24—27 — входы разрешения D, C, B, A, (ED0, EDC, EDB, EDA); 28—35, 37—44 — входы данных D, A, B, C с разрядами 0—3 (DD0, DA0, DB0, DC0, DD1, DA1, DB1, DC1, DD2, DA2, DB2, DC2, DD3, DA3, DB3, DC3); 36 — питание; 45—48 — входы операций A, B, C, D, (OPA, OPB, OPC, OPD).

Структурная схема сумматора приведена на рис. 1.19, *б*. Он состоит из входных регистров операндов RA, RB, RC, RD с общей синхронизацией, сумматора SR, регистра суммы RS и выходного буферного каскада BR. Данные поступают на входы DA0 — DA3, DB0 — DB3, DC0 — DC3, DD0 — DD3 и записываются в регистры при условии, что есть соответствующие сигналы разрешения записи EDA, EDB, EDC, EDD. На входы OPA, OPB, OPC, OPD подаются сигналы управления, связанные со знаком операции над числами сложение или вычитание. Входы CA1, CB1, CC1, CD1 являются входами переноса, а выходы CA0, CB0, CC0, CD0 — выходами переноса. По сигналу CLKS четырехразрядный результат сложения передается в регистр суммы, а по сигналу управления EDS результат с буферного регистра передается на выходы DS0 — DS3. По завершении операции вырабатываются признаки нуля ZR, переноса OW и знак результата.

На рис. 1.19, *в* приведена схема наращивания сумматора для сложения четырех N-разрядных чисел. Поскольку выходы переносов CA0, CB0, CC0 у всех микросхем имеют одинаковую задержку распространения от информационных входов, то при наращивании выходы переноса CA0, CB0, CC0 одной микросхемы непосредственно соединяются с соответствующими входами переноса CA1, CB1, CC1 другой. Для N>8 целесообразно использовать дополнительное устройство ускоренного переноса. Для получения признака нуля результата необходимо у всех микросхем объединить выходы ZR через резистор.

**Регистр КР1802ИР1** (рис. 1.20, *а*). Он предназначен для построения сверхоперативной памяти общего назначения и представляет собой двухадресную память, которая имеет два четырехразрядных канала для

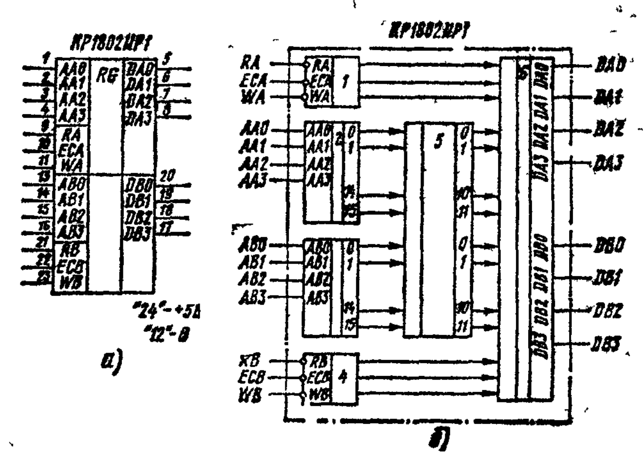



Рис. 1.20

приема и выдачи данных. На структурной схеме (рис. 1.20, *б*): 1 — устройство управления режимом работы канала A; 2 — дешифратор выбора регистра по каналу A; 3 — дешифратор выбора регистра по каналу B; 4 — устройство управления режимом работы канала B; 5 — матрица 16×4 бита; 6 — бинаправленные выходные устройства.

Назначение выводов: 1—4 — входы адреса канала A (AA0 — AA3); 5—8 — «Входы»/«Выходы» данных канала A (DA0 — DA3); 9 — вход считывания данных канала A (PA); 10 — вход разрешения канала A (ECA); 11 — вход записи канала A WA; 12 — общий провод GND; 13—16 — входы адреса канала B (AB0 — AB3); 17—20 — «Входы»/«Выходы» данных канала B (DB0 — DB3); 21 — вход считывания данных канала B (RB); 22 — вход разрешения канала B (ECB), 23 — вход записи канала B (WB); 24 — питание. Бинарные выводы 5—8 и 17—20 имеют три состояния.

Выходное устройство считывания и записи каждого разряда работает на один разряд соответствующего канала. Разрешением обмена данными матрицы с каналами A и B управляют входы ECA и ECB: при сигнале 0 на входе ECA разрешен обмен данными с каналом A, при сигнале 0 на входе ECB — обмен данными с каналом B. При сигнале 0 на входах ECA и ECB разрешен обмен данными с матрицей по обоим каналам. Режим считывания данных из матрицы по каналам A и B определяется сигналами на входах RA и RB: при сигнале 0 на входе RA разрешено считывание по каналу A, при сигнале 0 на входе RB — считывание по каналу B. При сигнале 0 на входах RA и RB считывание данных разрешено одновременно по каналам A и B. Входы WA и WB определяют режим записи данных с канала A или B при сигнале 0 на этих входах. При этом выходы DA0—DA3 и DB0—DB3 записывающего канала должны быть закрыты (третье состояние), на входе RA или RB должен быть сигнал 1. При сигнале 0 на входах WA и WB запись данных разрешена с каналов A и B. При записи с обоих каналов при одном адресе — результат не определен.

Выборка необходимого регистра матрицы как в режиме записи с канала A или B, так и в режиме считывания на каналы A или B осуществляется двумя

дешифраторами методом задания двоичного кода на выходы адреса AA0 — AA3 и AB0 — AB3. Матрица состоит из триггерных ячеек, переход которых из исходного состояния в другое осуществляется сигналом потенциального типа и не зависит от его фронта.

Основные параметры регистра: напряжение питания 5 В; ток потребления 160 мА; входной ток сигнала 0 по выводам AA, A, AB, B минус 0,25 мА; по выводам RA, RB минус 0,4 мА; по выводам НСА, ECB минус 0,8 мА; входной ток сигнала 1 40 мкА; выходной ток сигнала 1 в состоянии «Выключено» 40 мкА; ток короткого замыкания от минус 65 до минус 15 мА; прямое падение напряжения на антизвонном диоде минус 1,2 В; выходное напряжение сигнала 0 0,5 В; выходное напряжение сигнала 1 2,4 В; время задержки распространения при включении (выключении) от входа адреса канала А до «Входов»/«Выходов» данных каналов А, В 55 нс; от «Входов»/«Выходов» данных канала В до «Входов»/«Выходов» данных канала А и наоборот 45 нс. В табл. 1.4 приведены основные режимы работы микросхемы.

Таблица 1.4

| Режим работы | Канал А | | | | Канал В | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | RA | ECA | WA | AA0—AA3 | RB | ECB | WB | AB0—AB3 |
| Выключенное состояние | Н | 1 | Н | Н | Н | 1 | Н | Н |
| | 1 | Н | 1 | Н | 1 | Н | 1 | Н |
| Запись по каналу А | 1 | 0 | 0 | X | Н | 1 | Н | Н |
| | 1 | 0 | 0 | | 1 | Н | 1 | Н |
| Запись по каналу В | Н | 1 | Н | Н | 1 | 0 | 0 | X |
| | 1 | Н | 1 | Н | 1 | 0 | 0 | X |
| Одновременная запись по каналам А и В | 1 | 0 | 0 | X | 1 | 0 | 0 | X |
| Считывание по каналу А | 0 | 0 | 1 | X | Н | 1 | Н | Н |
| | 0 | 0 | 1 | X | 1 | Н | 1 | Н |
| Считывание по каналу В | Н | 1 | Н | Н | 0 | 0 | 1 | X |
| | 1 | Н | 1 | Н | 0 | 0 | 1 | X |
| Одновременное считывание по каналам А и В | 0 | 0 | 1 | X | 0 | 0 | 1 | X |
| Запись по каналу А и считывание по каналу В | 1 | 0 | 0 | X | 0 | 0 | 1 | X |
| Запись по каналу В и считывание по каналу А | 0 | 0 | 1 | X | 1 | 0 | 0 | X |

Примечание: 0 — напряжение низкого уровня (уровень 0); 1 — напряжение высокого уровня (уровень 1); Н — безразличное состояние; X — перебор чисел от 0 до 15 в четырехразрядном двоичном коде.

**Умножитель К1802ВР3** (рис. 1.21, *а*). Он представляет собой умножитель параллельного типа и предназначен для умножения двух восьмиразрядных чисел. Наращивание разрядности обрабатываемых чисел производится с помощью дополнительных сумматоров и умножителей. Умножение может осуществляться над числами как без знака, так и со знаком, представленными в дополнительном коде, а также над смешанными числами.

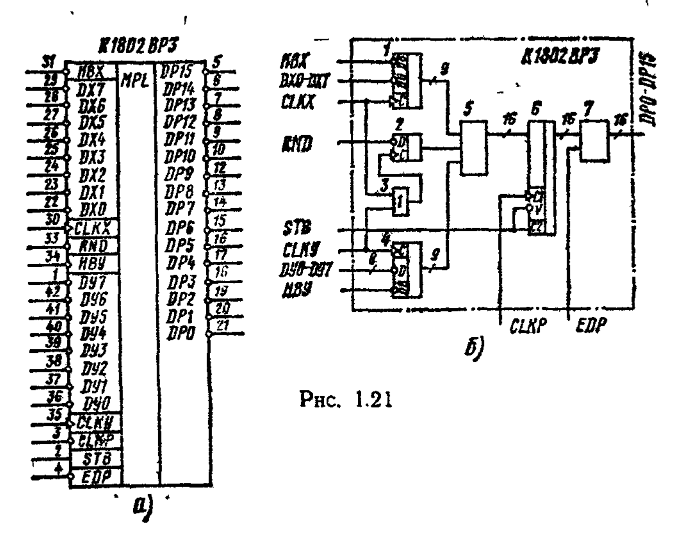



Рис. 1.21

Основные параметры умножителя: выходное напряжение сигнала 0 0,5 В; выходное напряжение сигнала 1 — 2,4 В; ток потребления — 270 мА; входной ток сигнала 0 для выводов 4, 22 минус 0,25 мА; для выводов 1, 2, 23—29, 31, 33, 34, 36—42 минус 0,4 мА, для выводов 3, 30, 35 минус 0,8 мА; входной ток сигнала 1 для выводов 1, 2, 23—29, 31, 33, 34, 36—42 20 мкА, а для выводов 3, 4, 22, 30, 35 40 мкА, выходной ток сигнала 0 в состоянии «Выключено» минус 100 мкА; выходной ток сигнала 1 в состоянии «Выключено» менее минус 1000 мкА; время задержки распространения от входа записи в регистр множимого до выходов произведения 130 нс; время задержки распространения от входа записи в регистр произведения до выходов произведения 40 нс; время задержки распространения от входа управления записью до выходов произведения 40 нс; время задержки перехода от входа управления буфером произведения до выходов произведения 40 нс.

Назначение выводов: 1, 36—42 — входы множителей; 7, 0, 1 (DY7, DY0 — DY6) — разряды; 2 — вход управления записью в регистр произведения (STB); 3 — вход записи в регистр произведения (CLKP); 4 — вход управления буфером произведения EDP; 5—10 — выходы произведения; 15—10 (DP15 — DP10) — разряды; 11 — общий (GND); 12—21 — выходы произведения; 9—0 (DP9 — DP0) — разряды; 22—29 — входы множимых; 0—7 (DX0 — DX7) — разряды; 30 — вход записи в регистр множимого (CLKX); 31 — вход знака старшего (X7) разряда множимого (HBX); 32 — питание; 33 — вход округления RND; 34 — вход знака старшего (Y7) разряда множителя (HBY); 35 — вход записи в регистр множителя (CLKY).

Свободные, неиспользованные входы микросхемы, необходимо подключить к источнику постоянного напряжения 5 В через резистор 1 кОм или к шине «земля» в зависимости от логики работы.

Умножитель (рис. 1.21, *б*) состоит из восьмиразрядных регистров множимого и множителя RM1 и RM2 (1, 4), триггера округления ТО (2), блока умножения БУ (5); 16-разрядного регистра произведения RП (6) и выходного буферного каскада БК (7). Входы НВХ и НВУ позволяют выполнять умножение над числами со знаком, представленным дополнительным кодом, над числами без знака или смешанными (целыми и меньшими единицы) и получать произведение в дополнительном коде. Знак выходного результата

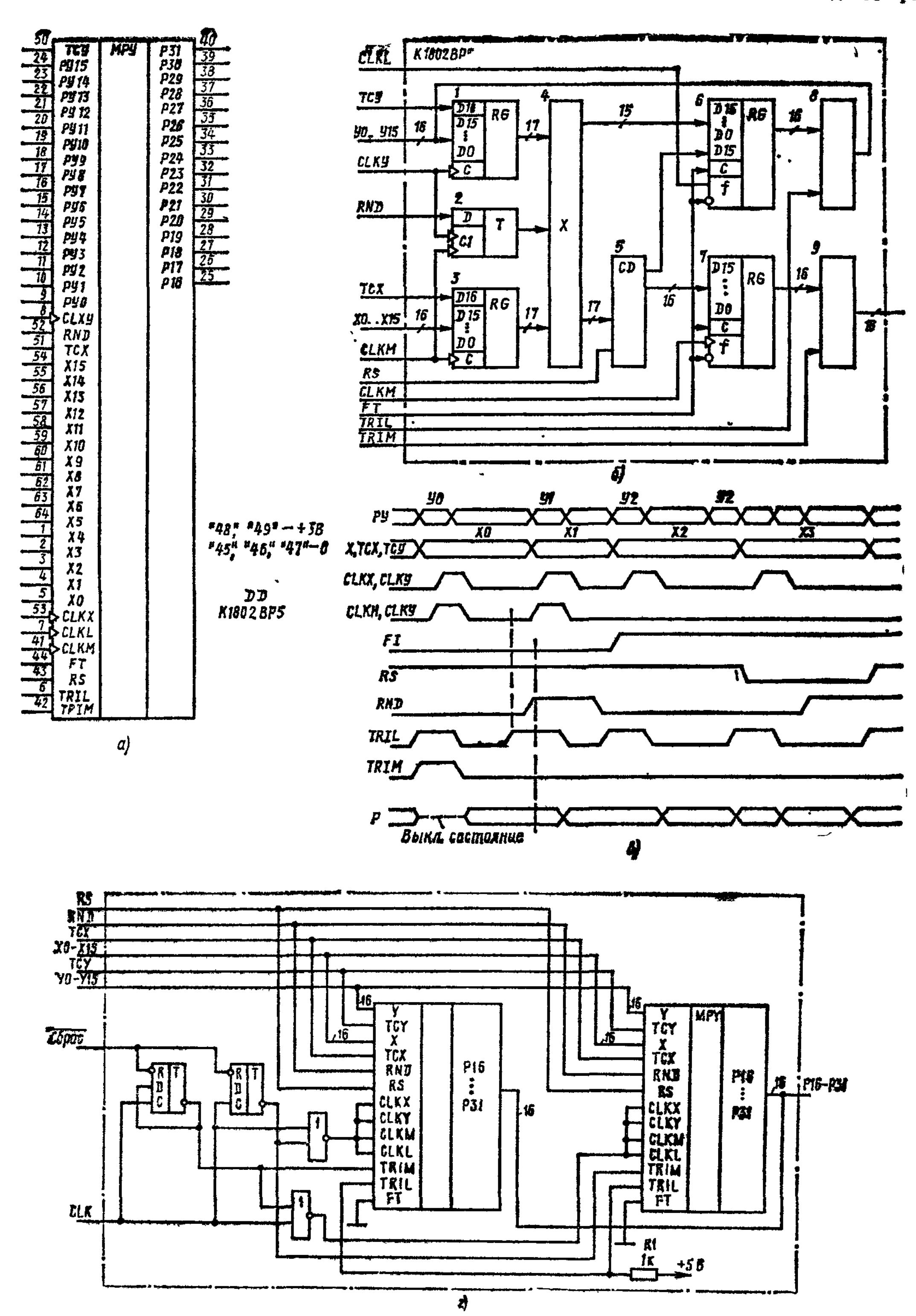



Рис. 1.22

считается положительным или отрицательным согласно общему правилу получения знака произведения в зависимости от знаков сомножителей. Если знак произведения отрицательный, то произведение получается в дополнительном коде.

По входу RND можно округлять произведение дополнением единицы к седьмому разряду выходных данных. Округление осуществляется в процессе умножения и не увеличивает общего времени формирования произведения. С помощью входов CLKX, CLKY, CLKP в регистры записываются входные и выходные данные. По сигналу EDP результат подается на выход. По входу STB при сигнале 1 осуществляется блокировка D-триггера регистра произведения. Информация с входов регистра постоянно проходит в буферный каскад, который имеет выход с тремя состояниями. Наличие регистров сомножителей и регистров произведения увеличивает гибкость использования умножителя в конвейерных системах.

Каждый входной сомножитель X или У сопровождается сигналом по управляющему входу НВХ или НВУ, который указывает, что умножение производится над кодами (при сигналах 1 на входах НВХ и НВУ) или над числами со знаком, представленными дополнительным кодом (при сигналах 0 на входах НВХ и НВУ). Результатом умножения является 16-разрядное число без знака или со знаком.

Входные регистры выполнены на D-триггерах с записью информации по фронту сигнала по входам CLKX или CLKY соответственно для регистров множимого и множителя. Сигнал округления также записывается по фронту сигнала на входе CLKX или CLKY. В выходной регистр произведение передается по фронту сигнала CLKP. Выходной регистр имеет управляющий вход STB, который дает возможность полностью исключить этот регистр при сигнале 1 по входу STB. При этом сигнале выходы умножителя асинхронны, не зависят от сигнала на входе CLKP. При сигнале 1 на входе EDP переводит выходной регистр в третье выключенное состояние, запрещая выдачу результата на общую шину, к которой теперь может подключаться другое устройство. Форма представления информации — инверсный код.

**Умножитель К1802ВР5** (рис. 1.22, *а*). Он является умножителем двух 16-разрядных чисел со знаком. На выходе умножителя формируется двоичное 32-разрядное число, которое может быть округлено до 16 разрядов (включая знаковый разряд). Числа со знаком в дополнительном коде дают результат также в дополнительном коде. На выходе умножителя стоят буферные устройства, выходы которых имеют три состояния.

Основные параметры умножителя: напряжение питания 5 В±5 %; потребляемая мощность 3 Вт; время умножения 200 нс.

Назначение выводов: TRIL — вход управления выходными буферными каскадами младших разрядов произведения; CLKL — вход синхронизации регистра младших разрядов произведения; CLKY — вход синхронизации регистра множителя; РУ0—РУ15 — выходы произведения; разряды 0—15 — входы множителя; разряды 16—31 (Р16 — Р31) — выходы произведения; CLKM — вход синхронизации регистра, старших разрядов произведения; TRLM — вход управления выходными буферными каскадами, старших разрядов произведения; RS — вход управления сдвигом вправо старших разрядов произведения; FT — вход управления регистров произведения; TCY — вход знака весового коэффициента старшего разряда множителя; TCX — вход знака весового коэффициента старшего разряда множимого; RND — вход округления; CLKX — вход синхронизации регистра множимого.

Структурная схема (рис. 1.22, *б*) состоит из регистра 1 множимого, регистра 3 множителя, триггера округления 2, блока умножителя 4, регистра сдвига 5, регистров 6 и 7 младших и старших разрядов произведения, выходных буферных каскадов 8 и 9, младших и старших разрядов произведения. Запись входных операндов в регистры 1 и 3 осуществляется по фронту сигналов CLKX и CLKY соответственно. Кроме 16 разрядов сомножителей в регистры 1 и 3 заносятся признаки множимого и множителя TCX и TCY. Если сомножители имеют знак, то сигналы TCX и TCY имеют уровень 1 (знак минус), и если сомножители без знака — TCX и TCY имеют уровень 0 (знак плюс). По фронту сигналов CLKY и CLKX в триггер округления 2 записывается сигнал RND; при RND — уровень 1 и производится округление произведения до 16 разрядов. При действии над числами со знаком возможно присвоение знака произведения его младшим разрядам. На входе RS должен быть сигнал 0.

С помощью регистра сдвига 5, управляемого сигналом RS, произведение подается на регистры 6 и 7. Запись в эти регистры осуществляется по фронту сигналов CLKL и CLKM при FT=0. Если FT=1, то сигналы CLKL и CLKM блокируются: информация с входов регистров постоянно проходит на выходы. Буферные каскады 8 и 9 управляются сигналами TRIL (младшие разряды), TRIM (старшие разряды). Когда управляющие сигналы имеют уровень 1, буферные каскады выключены (третье состояние). Для уменьшения числа используемых выводов младшие разряды произведения заведены на входные шины множителя, т. е. являются двунаправленными. Временные диаграммы входных и выходных сигналов и их взаимное расположение показаны на рис. 1.22, *в*.

С помощью умножителя К1802ВР5 можно строить устройства умножения двоичных чисел с большей и меньшей разрядностью. Для построения умножителей с большей разрядностью используется принцип разбиения входных операндов на части. Для построения умножителя с большей пропускной способностью, чем одна микросхема, требуется применение мультиплексирования на несколько параллельно работающих умножителей. Этот режим требует единого синхросигнала CLK. На рис. 1.22, *г* изображена структурная схема умножителя с быстродействием 100 нс. Младшие разряды произведения не выводятся. Сигналом «Сброс» осуществляется установка исходного состояния.

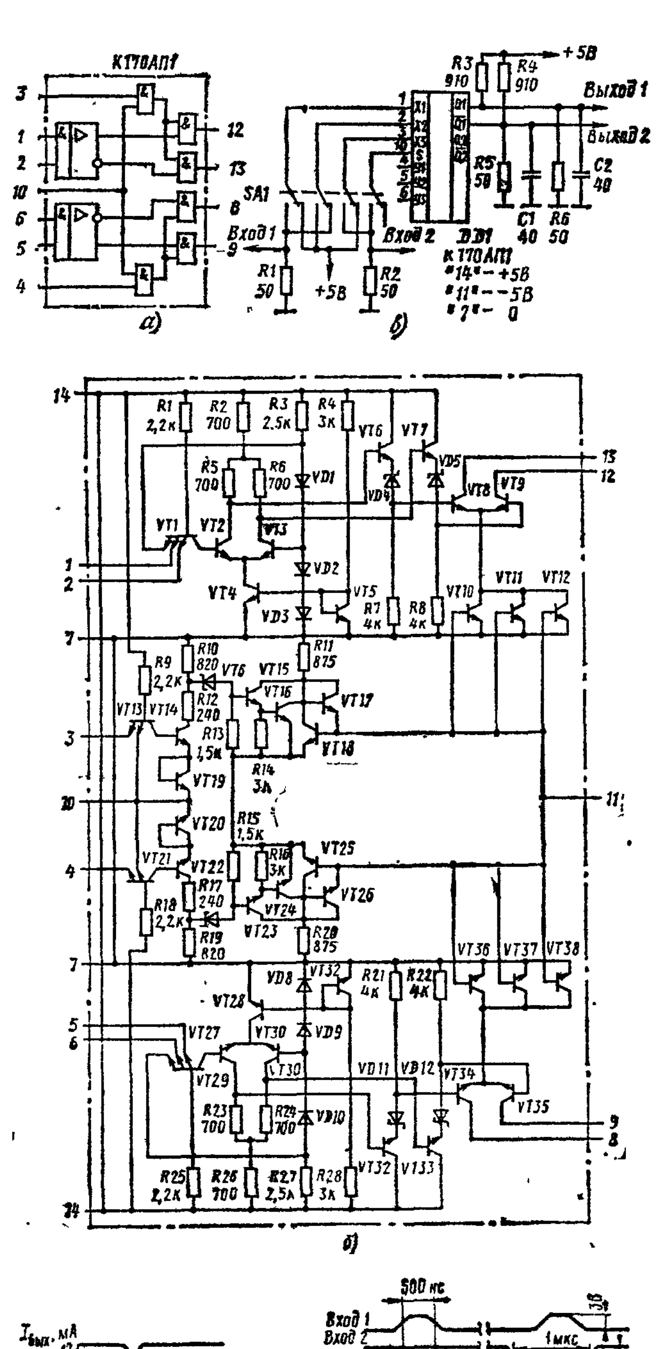
## Микросхемы серии К170

Микросхемы серии К169, К170 предназначены для работы с линиями связи в виде витой пары проводников. Каждая микросхема имеет два независимых канала для передачи и приема информации. Входные и выходные сигналы ТТЛ: логический 0 соответствует 0,8 В и логическая 1 — более 2 В.

**Формирователь К170АП1** (рис. 1.23, *а*, *б*). Он является передатчиком-формирователем для линии связи. В одном корпусе размещены два формирователя с общей синхронизацией.

Основные параметры формирователя: потребляемый ток сигнала 1 от $U_{п1}$ не более 35 мА, а от $U_{п2}$ 50 мА; потребляемый ток сигнала 0 при тех же напряжениях питания соответственно 35 и 44 мА; выходной ток в открытом состоянии не более 15 мА и не менее 6,5 мА; выходной ток микросхемы в закрытом состоянии не более 0,1 мА; входной ток сигнала 1 (выводы 1—6) не более 40 мкА, входа синхронизации не более 80 мкА; входной ток сигнала 0 (выводы 1—6) не более 1,6 мА, а входа синхронизации не более 3,2 мА; время задержки распространения при включении и выключении не превышает 15 нс, а от стробирующего входа 25 нс; общая мощность, потребляемая на частоте 1 МГц, 150 мВт; напряжение питания ±5 В.

На входе формирователя (рис. 1.23, *б*) включен многоэмиттерный транзистор VT1 (VT27), который пе-



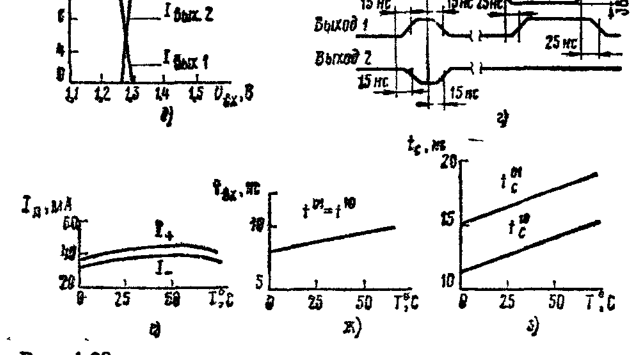
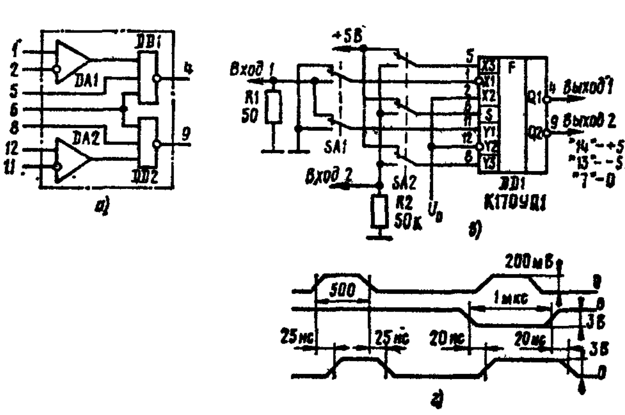



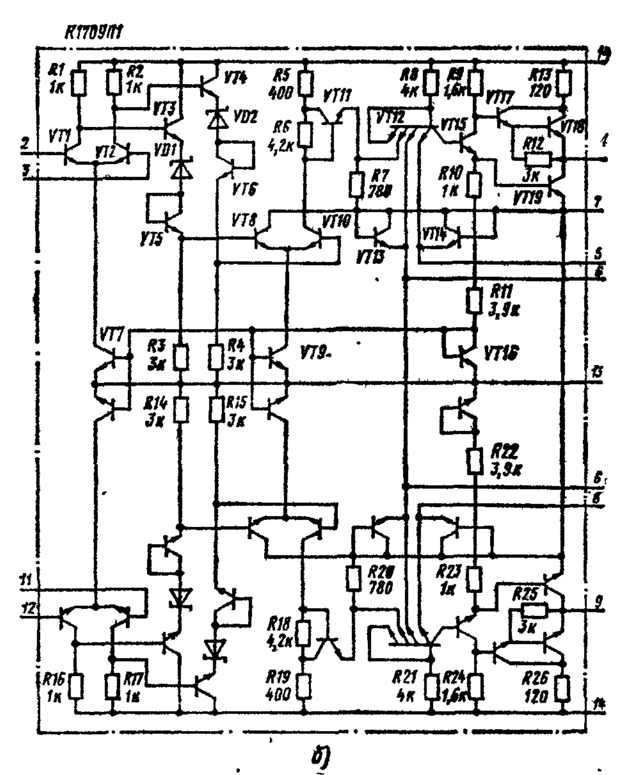

Рис. 1.23

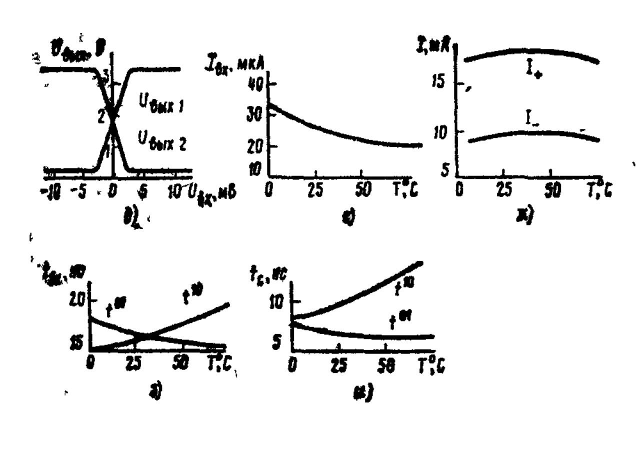
редает сигнал на дифференциальную ступень на транзисторах VT2, VT3. На транзисторе VT4 собран генератор тока. Транзисторы VT8 и VT9 образуют выходную дифференциальную ступень. К ней со входа (вывод 3) через транзисторы VT13 — VT17 поступает стробирующий импульс.

На рис. 1.23, *в* изображена схема включения микросхемы, а на рис. 1.23, *г* форма сигналов на входах и выходах. На рис. 1.23, *д* показана характеристика переключения, зависимость потребляемого тока от температуры изображена на рис. 1.23, *е*, время задержки передачи входного импульсного сигнала на выход в зависимости от температуры — на рис. 1.23, *ж*, *з*. От температуры также зависит и время передачи входного сигнала при подаче синхроимпульса.

**Усилитель К170УП1** (рис. 1.24, *а*, *б*). Он является двухканальным усилителем импульсов напряжения, поступающих по линии связи.





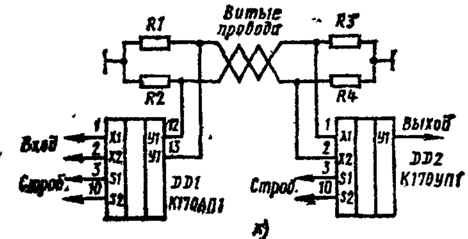
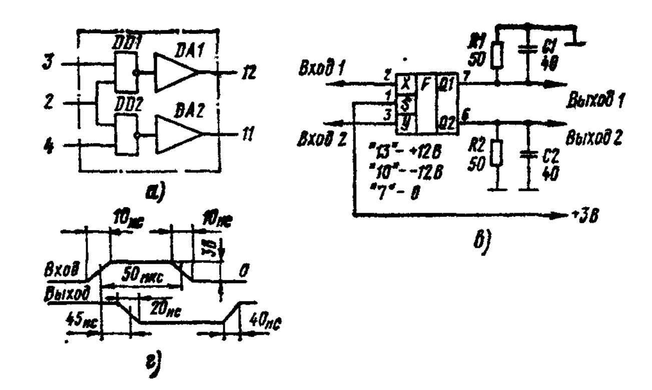



Рис. 1.24



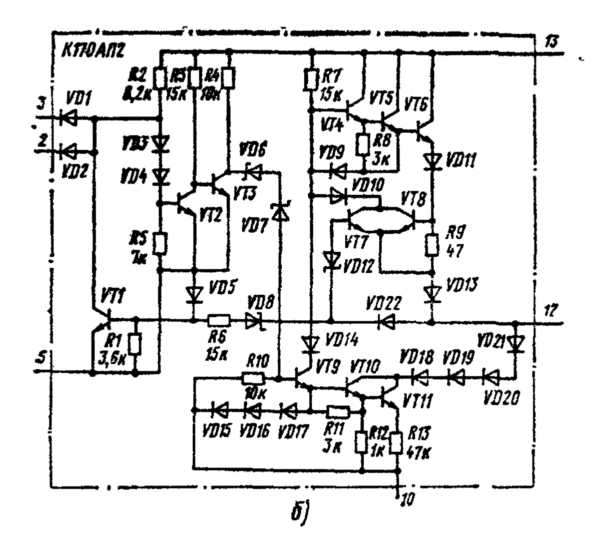




Рис. 1.25

Основные параметры усилителя: минимальное входное управляющее напряжение 25 мВ; выходное напряжение сигнала 1>2,4 В, сигнала 0<0,4 В; время задержки распространения при включении и выключении <25 нс, а от стробирующего входа <15 нс; ток, потребляемый от $U_{п1}$ (вывод 14), 40 мА, от $U_{п2}$ (вывод 11) >25 мА; входной ток сигнала 1 на выводах 5, 8 не более 40 мкА, а на выводе 6 <80 мкА; входной ток сигнала 0 на выводах 5, 8 >1 мА, а вывода 6 >3,2 мА.

Генератором тока для входного дифференциального усилителя на транзисторах VT1 и VT2 служит транзистор VT7 (рис. 1.24, *б*). Далее сигнал через эмиттерные повторители VT3 и VT4 поступает на второй дифференциальный усилитель на транзисторах VT8 и VT10. Усиленный сигнал подводится к многоэмиттерному транзистору VT12. Сюда же приходят стробирующие импульсы. На выход сигнал поступает через усилительный транзистор VT15 и эмиттерный повторитель на транзисторах VT17 и VT18.

Схема включения усилителя представлена на рис. 1.24, *в*. Форма выходных сигналов изображена на рис. 1.24, *г*. На рис. 1.24, *д* представлена характеристика переключения. Изменение входного тока от температуры показано на рис. 1,24, *е*. Зависимость тока потребления от положительного и отрицательного источников питания изображены на рис. 1,24, *ж*. На рис. 1.24, *з* представлены температурные зависимости времени задержки передачи входного импульса, в на рис. 1,24, *и* задержка появления выходного сигнала при стробировании. Схема подключения микросхемы к линии передачи информации представлена на рис. 1.24, *к*. Время задержки появления сигнала на выходе микросхемы К170УП1 при передаче информации от К170АП1 зависит от длины линии, выполненной кручеными проводами.

**Формирователь К170АП2** (рис. 1.25, *а*, *б*). Он представляет собой канальный формирователь двуполярных сигналов с амплитудой более 5 В на нагрузке сопротивлением 3 кОм и емкостью 2,5 нФ.

Основные параметры формирователя: выходное напряжение ±5 В, время формирования <2 мкс; время задержки распространения при включении, выключении 12 нс; потребляемая мощность на частоте 100 кГц 200 мВт; напряжение питания +12 В.

Входной положительный сигнал подают на входы VD1 или VD2 (рис. 1.25, *б*). На резисторе R2 формируется импульсный сигнал положительной полярности, который проходит через диоды VD3, VD4 на базу транзистора VT2. После усиления транзисторами VT2 и VT3 сигнал проходит на базу транзистора VT7 и далее через составной эмиттерный повторитель VT4 — VT6 на выход (вывод 7) формирователя. Если уровень сигнала превышает заданный порог, то пробивается диод VD8 и вслед за ним транзистор VT1, ограничивающий уровень входного сигнала.

Схема иключения формирователя изображена на рис. 1,25, *в*, а форма входного и выходного сигналов — на рис. 1.25, *г*.

**Усилитель К170УП2** (рис. 1.26, *а*, *б*). Он состоит из четырех усилителей сигнала для линий связи. Входные сигналы с амплитудой более 3 В могут иметь любую полярность.

Основные параметры усилителя: входное напряжение уровня 0 — 0,4 В, а уровня 1>2,4 В, время задержки распространения при включении и выключении 50 нс; общая потребляемая мощность на частоте 100 кГц 145 мВт; напряжение питания 5 и 12 В.

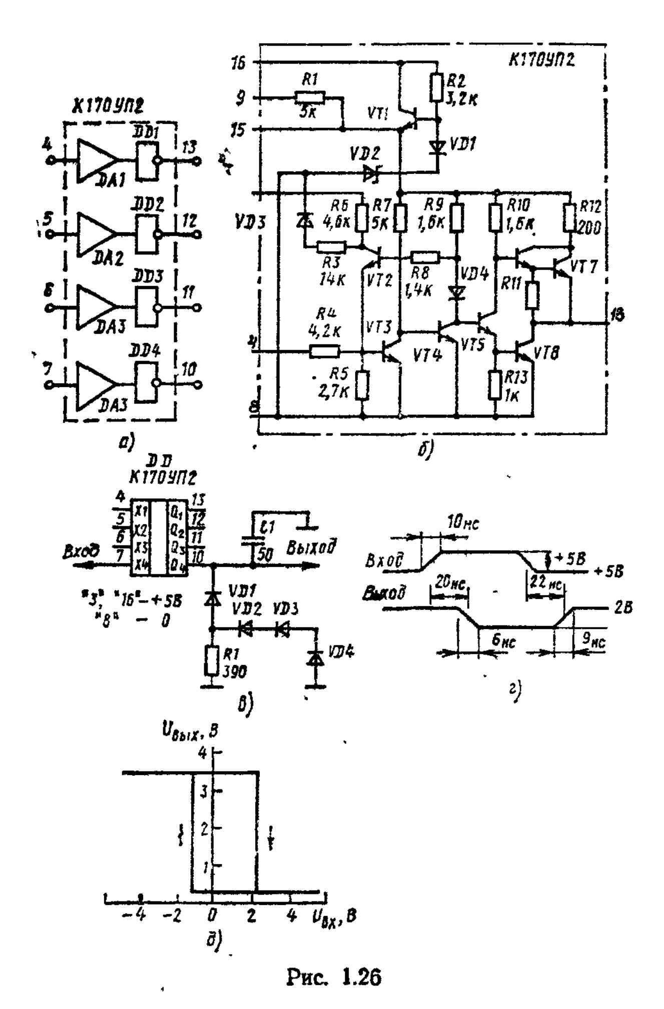



Рис. 1.26

Схема подключения усилителя к источнику питания 5 В показана на рис. 1.26, *в*. Форма входного и выходного сигналов изображена на рис. 1.26, *г*, а характеристика переключения микросхемы — на рис. 1.26, *д*.

## Микросхемы серии К174

**Усилитель ПУ К174УР1** (рис. 1.27, *а*). На базе этого усилителя можно строить узлы ЧМ трактов. В состав усилителя входят: усилитель-ограничитель, фазовый детектор и устройство выключения выходного напряжения. Частотное детектирование осуществляется по схеме частотного детектора совпадений. На один из входов фазового детектора подается сигнал непосредственно после усилителя-ограничителя, а на другой — сигнал, задержанный на время линией задержки, которая выполняется на контуре.

Назначение выводов: 1 — общий провод; 2 — блокировка, 5 — электронный аттенюатор; 6, 10 — выход ВЧ; 7, 9 — фазосдвигающий контур; 8 — выход НС; 11 — питание 12 В; 13 — блокировка; 14 — вход сигнала.

Входной сигнал поступает на вход восьмикаскадного усилителя-ограничителя. Ограничение начинается при входных сигналах 250...500 мкВ. Усиленный и ограниченный сигнал подается на вход детектора, а также на внешнюю фазосдвигающую цепь С5, С6, R2, L1 (см. рис. 1,27, *н*). Резонансная частота фазосдвигающего контура равна частоте входного сигнала и определяется $f = 1/2\pi\sqrt{L_1(C_5+C_6)}$. При этом условии на центральной частоте сигналы на входах детектора будут сдвинуты на 90°.

Для выбора режима работы микросхемы необходимо учитывать зависимость некоторых ее параметров от значения добротности контура и уровня входного сигнала. На рис. 1.27, *б—г* представлены зависимости отношения сигнал-шум, амплитуды выходного сигнала, коэффициента комбинационных искажений от добротности контура при входном сигнале 1 мВ и значении девиации, равной 25 кГц. На рис. 1.27, *д, е* показано изменение этих параметров от значения $U_{вх}$. При увеличении добротности контура существенно возрастают искажения К модулирующей частоты: при Q = 20 К = 0,13 %, а при Q = 40 К = 0,4 (рис. 1.27, *ж*). Отношение сигнал-шум на выходе меняется незначительно. Если микросхема должна работать с минимальными нелинейными искажениями, К = 0,15, т.е. Q не должна превышать значения 20. При увеличении напряжения питания от 5 до 9 В отношение сигнал-шум при входном сигнале 1 мВ возрастает на 3...4 дБ, а значение К не меняется. Таким образом, для получения минимального коэффициента нелинейных искажений при достаточном значении выходного сигнала следует шунтировать контур резистором сопротивлением 1,5 кОм при С5 = 300 ... 500 пФ.

Регулировка детектора заключается в настройке катушки индуктивности на максимальный сигнал НЧ. При входном напряжении 1 мВ с частотой 6,5 МГц для частоты девиации 50 кГц с модулирующей частотой 1 кГц коэффициент усиления равен 6 мВ/кГц. Коэффициент подавления амплитудной модуляции составляет 46 дБ. Диапазон регулировки коэффициента передачи равен 60 дБ. Зависимость амплитуды выходного сигнала от сопротивления резистора R3 (рис. 1.27, *н*) при $f_0$ = 6,5 МГц, Q = 40, $U_{вх}$ = 10 мВ, Δf = ±50 кГц представлена на рис. 1.27, *в*.

Важным параметром усилителя является влияние частоты девиации несущего сигнала. Изменения коэффициента нелинейных искажений в зависимости от частоты девиации показаны на рис. 1.27, *ж*, а связь между амплитудой входного и выходного сигналов при различных значениях частоты девиации при $f_0$ = 6,5 МГц дана на рис. 1.27, *и*. Существует аналитическая зависимость коэффициента нелинейных искажений от различных параметров $К_н = (Δf·Q/f)/3$.

На рис. 1.27, *к* приведена зависимость выходного напряжения НЧ от напряжения питания при $f_0$ = 6,5 МГц, $f_м$ = 1 кГц, Δf = 50 кГц, $U_{вх}$ = 1 мВ и $R_н$ = 5,1 кОм. На рис. 1.27, *л, м* показаны значения паразитной амплитудной модуляции и коэффициента комбинационных искажений от амплитуды входного сигнала.

На рис. 27, *н* даны варианты схем включения микросхемы. При нормальной работе микросхемы по постоянному току на выводах устанавливаются приблизительно следующие напряжения: на выводах 13 и 14— 2 В, на выводе 11—12 В, на выводе 8—6,2 В, на выводе 5—3,5 В, на выводах 7, 9—3,5 В, на выводах 6, 10—2 В, на выводе 1—0.

На рис. 1.27, о показана типичная схема включения для измерения ее основных параметров. Для увеличения ширины линейного участка передаточной характеристики в качестве элемента задержки применяется система из двух связанных контуров. Коэффициент связи между контурами зависит от емкости конденсатора С7 и добротности второго контура, которая регулируется резистором R4.

На рис. 1.27, *п* представлена схема включения микросхемы для работы с сигналами на двух центральных частотах. В этих схемах выходное напряжение НЧ равно 1 В при $R_н$ = 5,1 кОм, $U_{вх}$ = 10 мВ, $f_0$ = 5,5 МГц и Q = 45, а для Q = 20, $U_{вх}$ = 1 мВ и $f_0$ = 6,5 МГц выходное напряжение равно 400 мВ. Ограничение входного сигнала наступает при амплитуде 35 мкВ для $f_0$ = 5,5 МГц и 45 мкВ для $f_0$ = 6,5 МГц. Ослабление

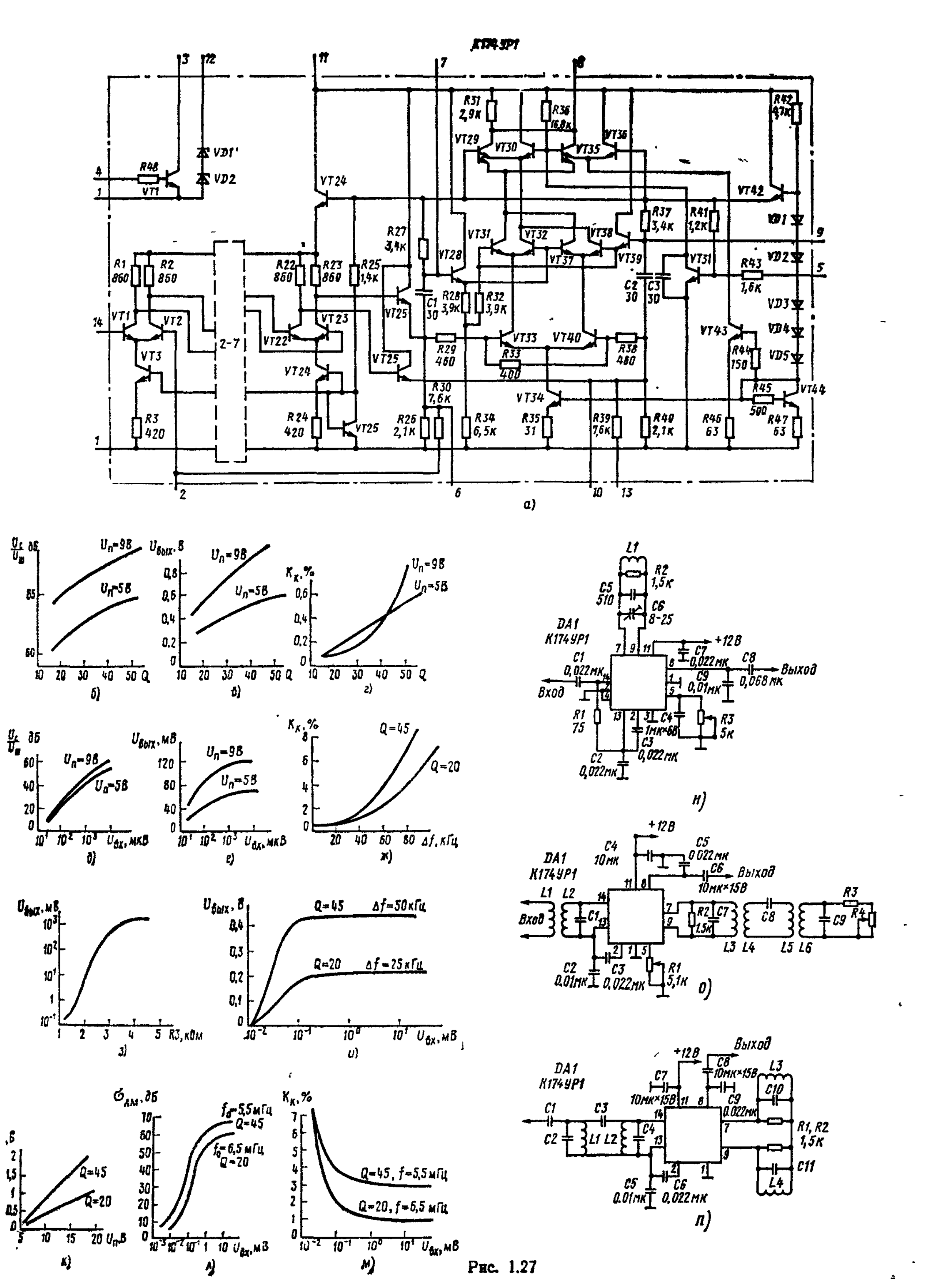
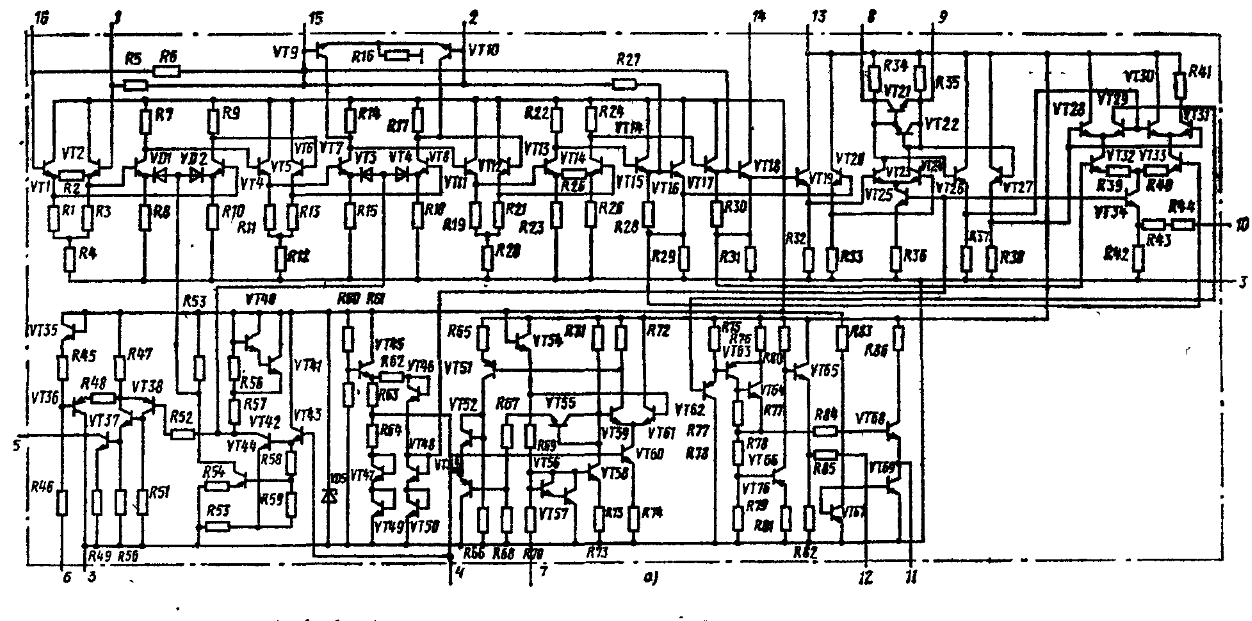
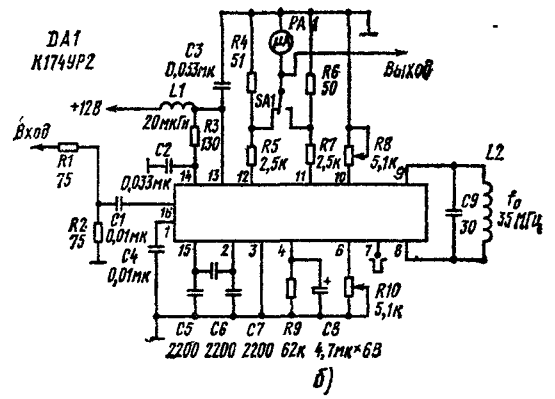
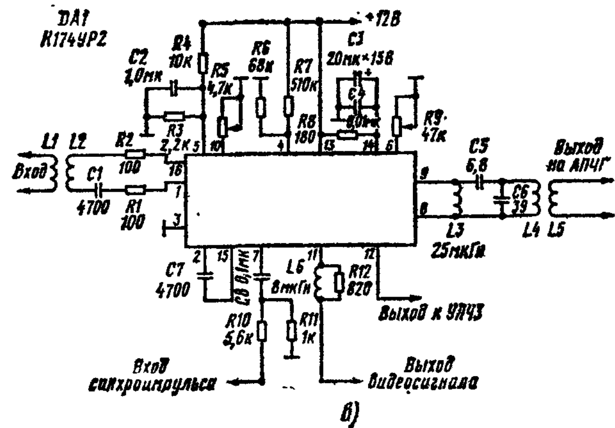


Рис. 1.27



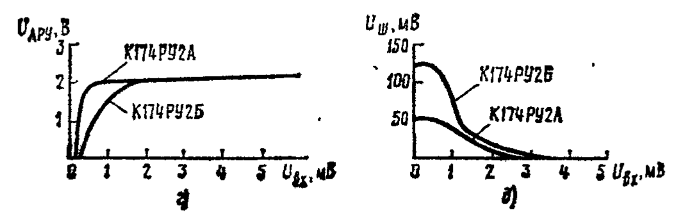




Рис. 1.28

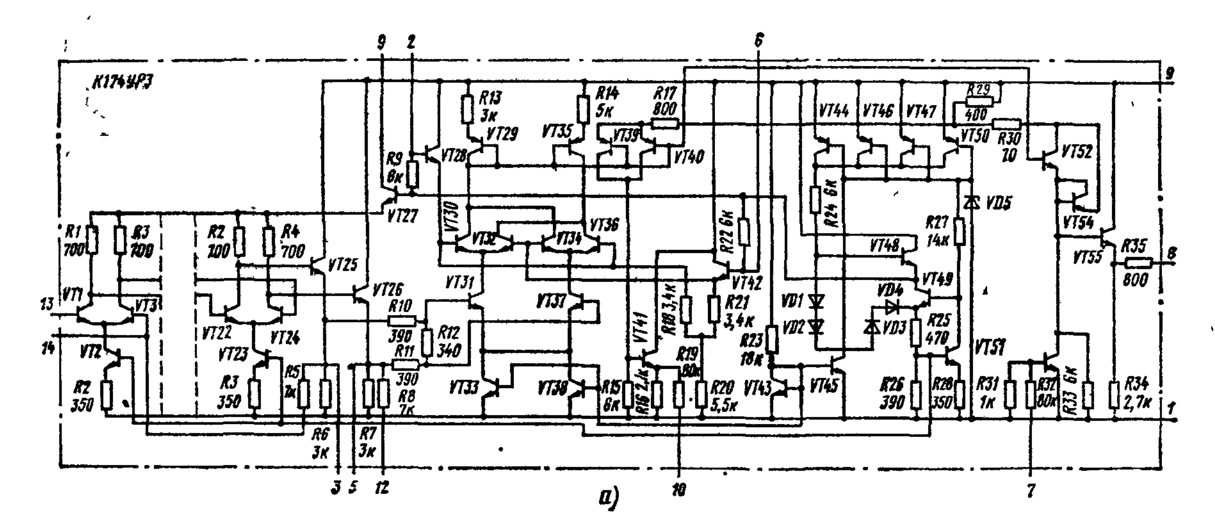
амплитудной модуляции входного сигнала составляет 65 дБ для сигнала на входе 10 мВ, при 5,5 МГц и 55 дБ для входного сигнала 1 мВ при $f_0$=6,5 МГц. Коэффициент гармоник выходного сигнала равен 3 % для входного сигнала 10 мВ и 1,5 % для входного сигнала 1 мВ. Динамический диапазон регулирования выходного сигнала НЧ равен 80 дБ.

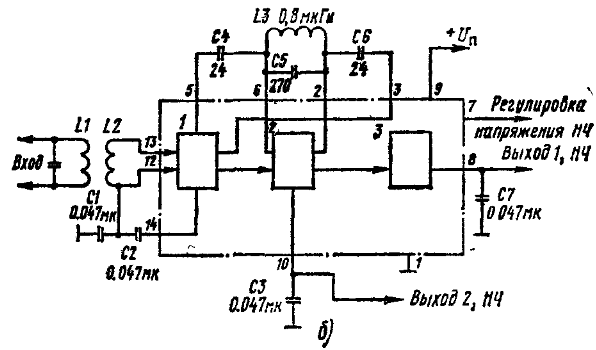
Усилитель ПЧ К174УР2 (рис. 1.28, *а*, *б*). Он выполняет: регулируемое усиление сигналов в полосе частот от 30 до 40 МГц; амплитудное детектирование сигнала ПЧ изображения; предварительное усиление видеосигнала: автоматическую регулировку усиления в ключевом режиме (по уровню строчного гасящего импульса).

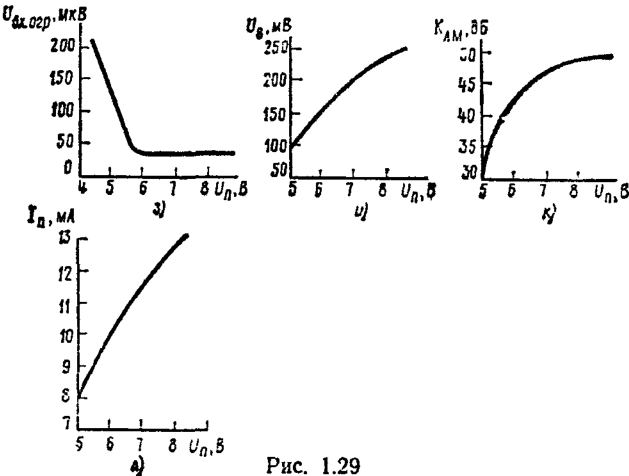
Основные параметры усилителя: напряжение питания 12 В; ток потребления от 50 до 70 мА; чувствительность для К174УР2А от 250 до 500 мкВ; для К174УР2Б менее 300 мкВ; динамический диапазон АРУ 50 дБ; размах выходного видеосигнала от 2,4 до 4,2 В; полоса пропускания по видеоканалу более 7 МГц. Чувствительность микросхемы определяется как входное напряжение, при котором размах выходного напряжения уменьшается на 3 дБ по сравнению с размахом при номинальном входном сигнале 10 мВ. При изменении входного сигнала от 3,3 до 300 мВ выходное напряжение меняется не более чем на 25 %. Напряжение шума на выходе усилителя не превышает 200 мВ с момента срабатывания АРУ, что соответствует отношению сигнал-шум более 20 дБ.

Усилитель может включаться с симметричным и несимметричным входом. При симметричной подаче входного сигнала он работает более устойчиво и имеет на 20...25 % большую чувствительность. При проектировании печатных плат усилительных трактов необходимо независимо от способа подачи входного напряжения обеспечить максимально возможную симметрию монтажа входных цепей (выводы 1,16 и 2,15). Это ослабляет влияние наводок и паразитных ОС и в большинстве случаев позволяет исключить самовозбуждение. Если самовозбуждение все же возникает, для его устранения рекомендуется подключать к выводам 1 и 16 резисторы с сопротивлением от 10 до 50 Ом.

Добротность колебательного контура синхронного детектора (выводы 8, 9) составляет около 60. При





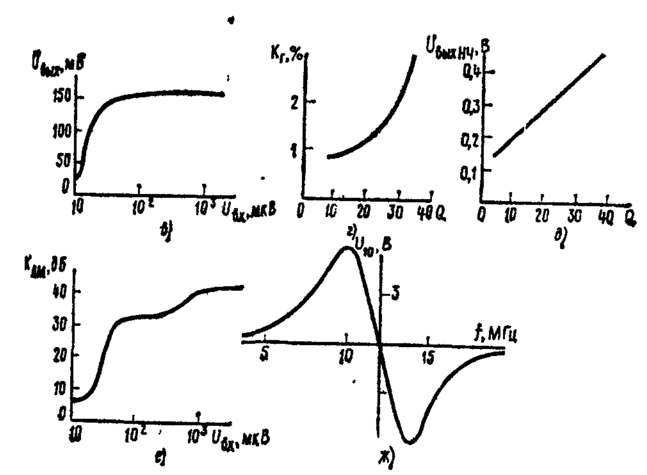


Рис. 1.29

настройке частотных характеристик трактов усилителя УПЧ изображения с помощью генератора качающейся частоты контур необходимо шунтировать резистором сопротивлением 100 Ом.

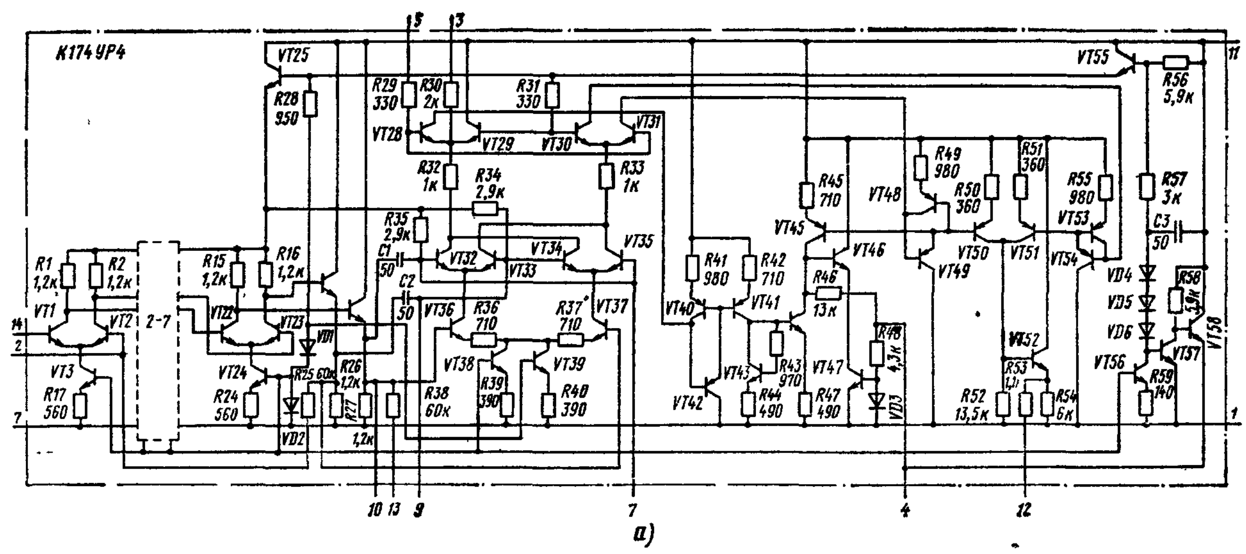
Транзисторы VT1—VT8 образуют усилитель ПЧ, транзисторы VT19—VT27 выполняют функции усилителя-ограничителя, транзисторы VT28—VT34 являются детектором. Транзисторы VT35—VT39 представляют собой управляющий каскад, транзисторы VT40—VT43 — каскад, регулирующий усиление, транзисторы VT44—VT45 — стабилизатор напряжения, транзисторы VT51—VT61 — усилитель строк, транзисторы VT62—VT69 — видеоусилитель.

Схема включения усилителя по постоянному току с учетом входного сигнала показана на рис 1.28, *б*. Выходной сигнал снимается с вывода 11 в отрицательной полярности, а с вывода 12 — в положительной. Строчный импульс вводится через вывод 7. Внешний контур имеет добротность 30 и настраивается на частоту 35 МГц. Регулировка контура осуществляется с помощью резистора R8.

На рис. 1.28, *в* показана типовая схема включения усилителя ПЧ. В нормальном режиме по постоянному току на выводе 12 устанавливается напряжение от 5 до 7 В, на выводе 11—3,2 В, на выводе 4 — от 2 до 4 В, на выводе 6—2,8 В, на выводе 7 — от 0,8 до 1 В, на выводе 14 — от 5,9 до 6,2 В, на выводе 13—1,5 В, на выводе 15—5 В. Контур L4C6 настроен на частоту 38 МГц. С вывода 5 при R9=0, $U_5$=10 В можно снять сигнал АРУ к селектору каналов, а при R9=4,7 кОм, $U_5$=2 В с катушки L5 сигнал снимается на АПЧГ.

Зависимость напряжения АРУ на выводе 14 от амплитуды входного сигнала показана на рис. 1.28, *г*. Шумовые свойства микросхемы представлены на рис. 1.28, *д*.

**Регулируемый усилитель ПЧ К174УР3** (рис. 1.29, *а*). Он выполняет функции усиления и ограничения сигнала ПЧ канала звукового сопровождения, частотного детектирования и предварительного усиления НЧ. Усилитель имеет электронный аттенюатор, позволяющий осуществлять дистанционную регулировку уровня выходного сигнала.



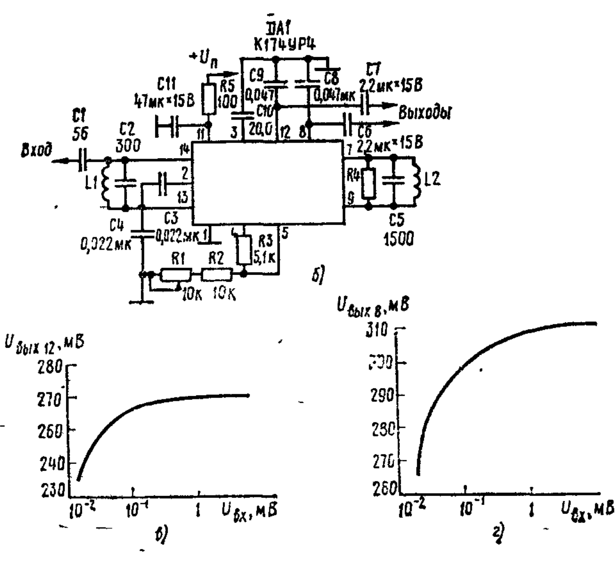




Рис 1 30

Основные параметры· напряжение питания 6 В; ток потребления 12 мА; входное напряжение 500 мкВ; выходное напряжение НЧ 100 мВ; коэффициент гармоник 2 %; коэффициент ослабления амплитудной модуляции 40 дБ; частота входного сигнала 10,7 МГц; девиация несущей частоты 50 кГц; модулирующая частота 1 кГц; максимальное напряжение входного сигнала 0,3 В; входное напряжение ограничения 100 мкВ.

Подключение внешних элементов к микросхеме показано на рис. 1.29, *б*; здесь 1 — усилитель-ограничитель; 2 — частотный детектор; 3 — усилитель НЧ Назначение выводов: 3, 5 — выход сигнала ПЧ; 12, 14— блокировка усилителя-ограничителя; 10 — выход сигнала НЧ с детектора.

На рис. 1 29, *в* приведена передаточная характеристика усилителя. Зависимости влияния добротности контура на коэффициент гармоник и на выходное напряжение показаны на рис. 1.29, *г*, *д*. Влияние амплитуды входного сигнала на коэффициент ослабления амплитудной модуляции показано на рис. **1.29, *е*.** Характеристика частотного детектора для входного сигнала 0,5 мВ изображена на рис. 1.29, *ж*. Эти характеристики снимались при следующих параметрах: $f_0$= =10,7 МГц; Δf=50 кГц; $f_m$=1 кГц; m=0,3. На рис. 1.29, *з* представлена зависимость входного порогового напряжения ограничения от напряжения питания. От напряжения питания зависит выходное напряжение на выводе 8, коэффициент подавления амплитудной модуляции и ток потребления. Эти зависимости представлены на рис. 1.29, *и—л* соответственно

**Усилитель-ограничитель К174УР4** (рис. 1,30, *а*). Он предназначен для усиления и ограничения сигналов ПЧ частотного детектирования и электронной регулировки выходного сигнала.

Основные параметры: входное напряжение, при котором наступает ограничение, 0,1 мВ; коэффициент подавления амплитудной модуляции входного сигнала 46 дБ; выходное напряжение на выводе 8 300 мВ на выводе 12 250 мВ, диапазон регулировки усиления 65 дБ; коэффициент усиления НЧ 2,3 дБ; коэффициент гармоник сигнала НЧ 1,5 %; максимальное входное напряжение на выводах 14 и 16 350 мВ; внешнее сопротивление между выводами 13 и 14 1 кОм и между выводами 15 и 16 1 кОм; максимальный выходной ток на выводе 5 5 мА, на выводе 4 5 мА; постоянное управляющее напряжение на выводе 6 6 В, на выводе 5 6 В, напряжение питания от 10 до 13 В

Назначение выводов: 1 — общий; 2 — блокировка 3 — вход НЧ; 4 — контрольный вывод; 5 — регулятор громкости; 6 — выход ВЧ; 7 — фазосдвигающий контур; 8 — регулируемый выход НЧ; 9 — фазосдвигающий контур; 10 — вывод ВЧ; 11 — питание; 12 — нерегулируемый выход НЧ; 13—блокировка, 14 — вход Недопустимо подавать внешнее постоянное напряжение на выводы 6, 7, 9, 10 микросхемы К174УР4 и на выводы 7, 8, 10, 11 микросхемы КФ174УР4.

На рис. 1.30, *б* показана схема включения микросхемы. Изменение напряжения на выводах 8 и 12 даны на рис. 1 30, *в*, *г*.

**Усилитель ПЧ К174УР5** (рис. 1.31, *б*). Структурная схема (рис. 1.31, *а*) состоит из устройств, позволяющих организовать многофункциональное управление усилителем На рис. 1.31, *в* показана схема включения микросхемы Резонансные контуры с добротностью более 50 имеют резонансную частоту 38 МГц.

Основные параметры усилителя: напряжение питания 12 В; ток потребления до 65 мА; выходное напряжение видеосигнала (при $f_{вх}$=38 МГц, $U_{вх}$= =10 мВ и $f_н$=1 кГц) от 2,6 до 4,2 В; размах выходного напряжения АПЧ (при $f_{вх}$=38±0,1 МГц и коэффициенте модуляции 50 %) 10 В; чувствительность на выводах 1 и 16 (при $U_{вых}$=2,6 ... 4,2 В) 200 мкВ динамический диапазон АРУ 50 дБ; диапазон питаю

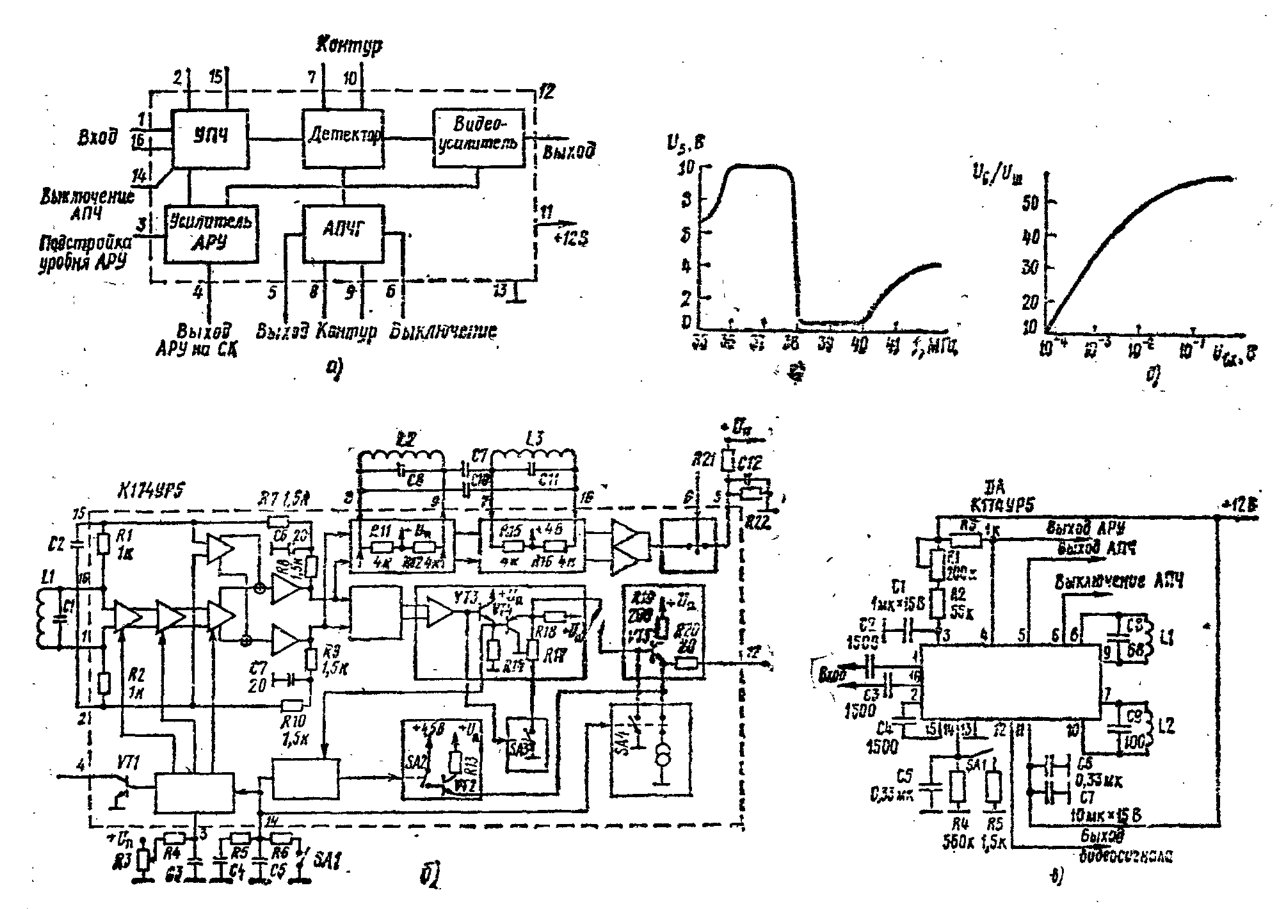



Рис. 1.31

щего напряжения 10,8...13,2 В; максимально допустимое напряжение на выводах 1 и 16 3 В, на выводах 6 и 7 5 В; напряжение на выводах 4 и 5 от 0 до 11 В; диапазон АРУ при входном сигнале 0,2...65 мВ 50 дБ; ток АРУ на СК при входном сигнале 0,2...65 мВ 10 мА.

Назначение выводов: 1 — вход; 2 — блокировка; 3 — подстройка АРУ; 4 — выход АРУ на СК; 5 — выход АПЧ; 6 — выключение АПЧ; 7 — контур фазосдвигающий; 8 — контур СД; 9 — контур СД; 10 — контур фазосдвигающий; 11 — питание; 12 — выход видеосигнала; 13 — общий провод; 14 — фильтр АРУ и выключение АПЧ; 15 — блокировка; 16 — вход.

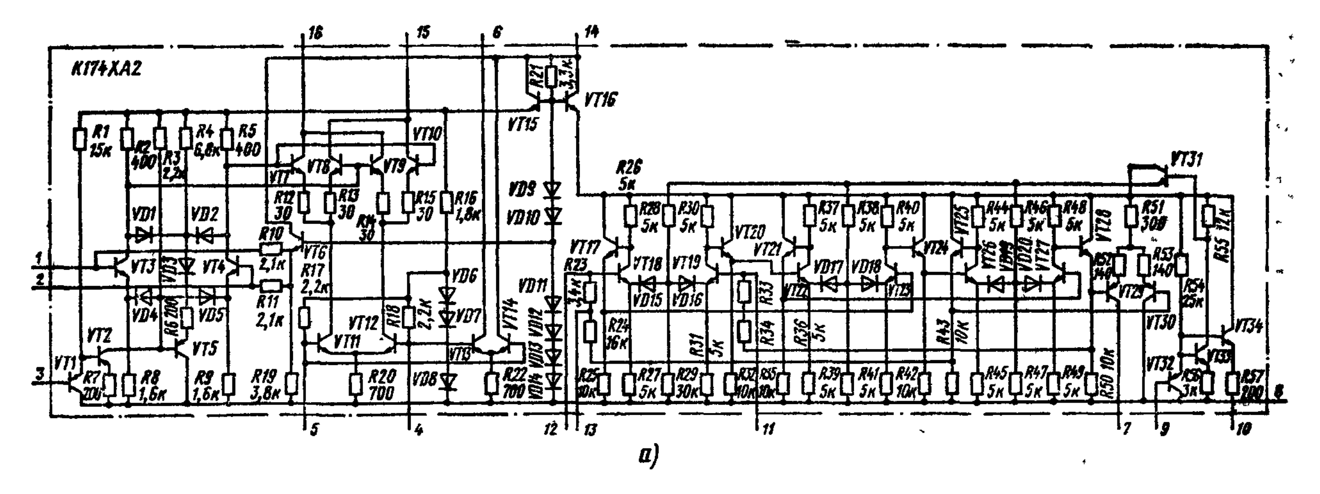
На рис. 1.31, *г* приведена зависимость выходного напряжения АПЧ (вывод 5) от частоты входного сигнала. Зависимость отношения сигнал-шум от значения входного сигнала показана на рис. 1.31, *д*.

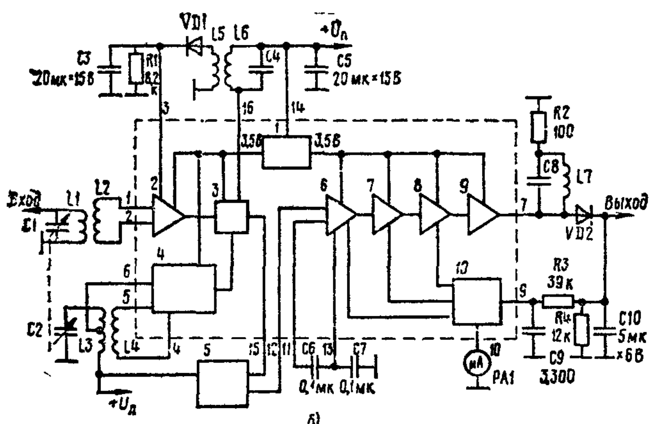
**Приемник К174ХА2** (рис. 1.32, *а*, *б*). Он предназначен для работы в радиовещательных приемниках для приема АМ сигналов. Микросхема работает на частотах до 30 МГц с усилением, обеспечивающим прием сигналов с отношением сигнал-шум на выходе 20 дБ при ЭДС в антенне менее 20 мкВ, а для сигнала 3 мВ отношение сигнал-шум составляет 54. При входном напряжении 20 мкВ выходное напряжение НЧ равно 60 мВ, а для входного напряжения 500 мВ при коэффициенте модуляции m = 80 % и коэффициенте гармоник на выходе 10 % — 100 мВ.

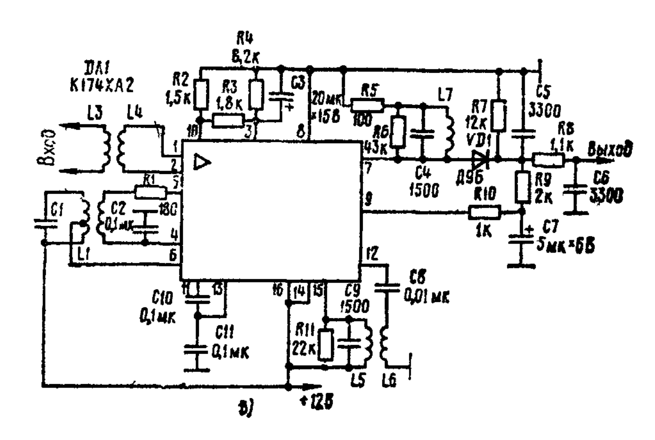
Основные параметры приемника: стабилизированное напряжение 3,5 В; напряжение питания 9 В; ток потребления от 5 до 16 мА; предельно-допустимое напряжение питания от 4,8 до 15 В. Микросхема имеет усилитель ВЧ с системой АРУ с коэффициентом усиления от 60 до 500. Выходной сигнал НЧ имеет коэффициент гармоник менее 10 % для входного сигнала 0,3 В, менее 8 % для сигнала 30 мВ, менее 3 % для сигнала 1 мВ. Напряжение на выводах 1—6, 9, 11—13 равно 1 В. Входное сопротивление усилителя ВЧ на выводах 1, 2 равно более 3 кОм, а входное сопротивление усилителя ПЧ по выводу 12 равно более 3 кОм. Выходное сопротивление усилителя ПЧ по выводу 7 равно 60 кОм. Изменение выходного напряжения НЧ при изменении напряжения питания от 9 до 4,8 В при входном сигнале 10 мкВ составляет менее 6 дБ.

Сигнал с антенного контура подается на усилитель ВЧ, построенный в виде однокаскадного апериодического дифференциального усилителя на транзисторах VT3 и VT4. Регулировка усиления осуществляется комбинированным методом: за счет управляемой отрицательной ОС через диоды VD4 и VD5 в эмиттерных цепях транзисторов и в коллекторных цепях — путем управляемого шунтирования нагрузки через диоды VD1 — VD3. Ток диодов меняется усилителем постоянного тока на транзисторах VT1 — VT3. Стабилизация входного каскада по постоянному току осуществляется через эмиттерный повторитель VT6. Смеситель микросхемы выполнен по двойной балансной схеме на транзисторах VT7 — VT10 и VT11, VT12. Один из его выходов (15 или 16) может использоваться для включения контура детектора АРУ усилителя ВЧ, как показано на структурной схеме, а другой — для подачи сигнала ПЧ на пьезоэлектрический фильтр с помощью согласующего контура. Режим по постоянному току этого каскада устанавливается с помощью напряжения на диодах VD6 — VD8.

Гетеродин в микросхеме строится на транзисторе VT13. Контур гетеродина подключается как внешний



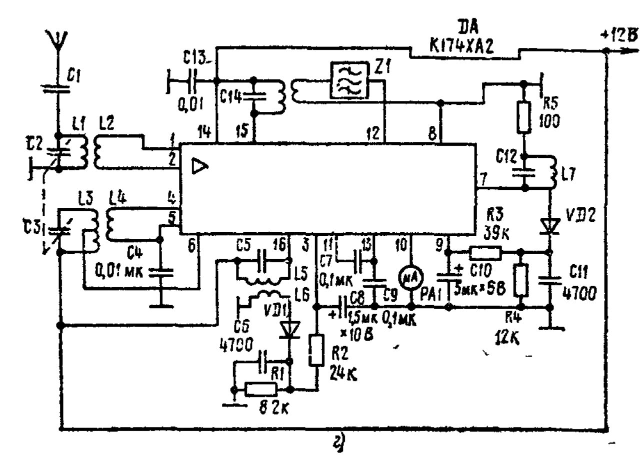




Рис. 1.32

элемент. Усилитель ПЧ состоит из четырех дифференциальных каскадов: первый каскад — транзисторы VT18 и VT19, второй — VT22 и VT23, третий — VT26 и VT27, четвертый — VT29 и VT30. Первые три каскада имеют регулировку усиления через диоды VD15 — VD20. Управляющий усилением сигнал подается с транзистора VT31. Этот транзистор совместно с транзисторами VT32 — VT34 образует усилитель постоянного тока. С помощью этих цепей можно получить глубину регулировки усиления усилителя ПЧ более 60 дБ.

Регулировочные характеристики усилителей ВЧ и ПЧ показаны на рис. 1.33, *а, б*. Управляющее напряжение подается на выводы 3 и 9.

Применение микросхемы в качестве приемника показано на рис. 1.32, *в, г*. Индуктивность катушки L1 = 36 мкГн; контур настроен на частоту 1,465 МГц, добротность контура — 50; коэффициент включения индуктивности равен 0,28; индуктивность катушки L2 имеет коэффициент трансформации 0,125; индуктивность катушки L3 равна 110 мкГн. Трансформатор рассчитан на прием сигнала с частотой 1 МГц. Индуктивность катушки L4 определяется коэффициентом трансформации, равным единице. Индуктивность катушки L5 равна 78 мкГн, контур с добротностью 50 рассчитан на частоту 465 кГц.

В приемниках, где входной сигнал превышает 5 мВ, целесообразно применять двухпетлевую систему АРУ (рис. 1.32, *г*). Здесь два детектора АРУ: первый детектор — диод VD1 используется для выполнения регулировки в усилителе ВЧ, а второй — диод VD2 — в усилителе ПЧ. При малых уровнях входного сигнала (до 60 дБ) действует АРУ в усилителе ПЧ, при больших уровнях (до 40 дБ) — АРУ в усилителе ВЧ. Управляющие характеристики для двух систем АРУ показаны на рис. 1.33, *а, б*. Необходимо иметь в виду, что тип диода, кремниевый или германиевый, влияет на уровень выходного сигнала микросхемы. Использование диодов VD1 (Д18) и VD2 (Д223) дает передаточную характеристику 1, а использование диодов VD1 (Д18) и VD2 (Д223) характеристику — 2 (рис. 1.33, *в*). Тип диода в детекторе АРУ усилителя ВЧ выбирается таким образом, чтобы начало работы АРУ в усилителе ВЧ по уровням входного сигнала совпадало с окончанием действия АРУ в усилителе.

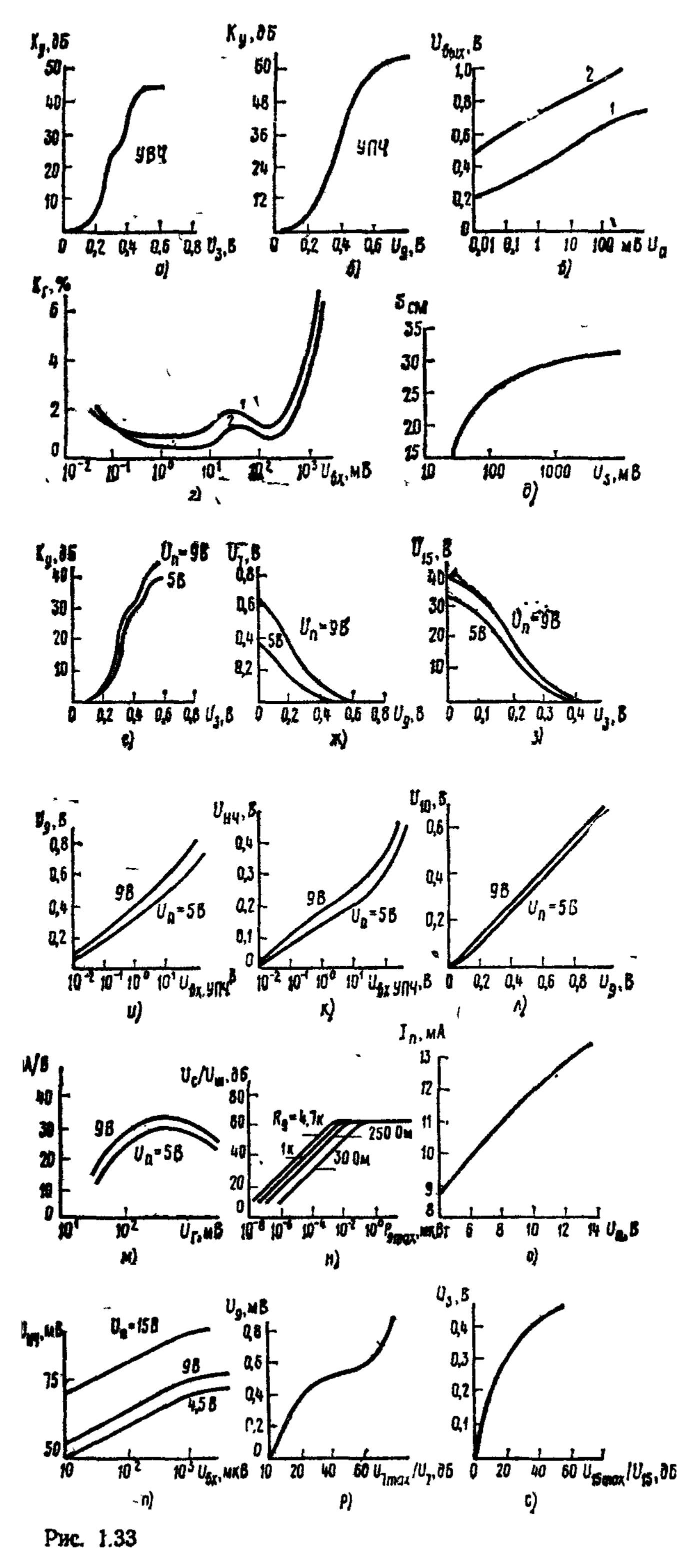



Рис. 1.33

Зависимость коэффициента гармоник в сигнале НЧ от амплитуды входного сигнала показана на рис. 1.33, *г*. На рис. 1.33, *д* показано влияние амплитуды сигнала гетеродина на крутизну преобразовательного каскада. Влияние постоянного напряжения $U_3$ АРУ усилителя ВЧ на коэффициент усиления при различных напряжениях питания показано на рис. 1.33, *е*. Эти характеристики снимались на частоте 1 МГц при амплитуде сигнала гетеродина 50 мВ Влияние постоянного напряжения $U_9$ АРУ усилителя ПЧ на выходное напряжение $U_7$ показано на рис. 1.33, *ж* при ПЧ сигнала 465 кГц и амплитуде 100 мкВ.

Зависимость выходного сигнала усилителя ВЧ от напряжения АРУ на частоте 1 МГц и для НЧ сигнала 700 мкВ показана на рис. 1.33, *з*. Влияние амплитуды входного сигнала усилителя ПЧ с частотой 465 кГц на уровень сигнала АРУ представлено на рис. 1.33, *и*. Передаточная характеристика усилителя ПЧ с детектором для $f_{пч}=465$ кГц, $f_{нч}=1$ кГц и $m=0{,}8$ показана на рис. 1.33, *к*. Взаимосвязь между напряжением АРУ усилителя ПЧ и индикаторным напряжением по выводу 10 дана на рис. 1.33, *л*. На рис. 1.33, *м* влияние амплитуды гетеродинного сигнала на крутизну преобразования $S=\frac{I_{15}}{U_{12}}$, где $I_{15}$ — ток на входе фильтра усилителя ПЧ и $U_{12}$ — напряжение на входе усилителя ВЧ. Характеристики снимались для $f_{вч}=1$ МГц, $f_{нч}=40$ кГц, $U_3=0$. Влияние значения мощности входного сигнала $P_{g\,max}=U^2_{g0}/4R_g$ (где $U_{g0}$ — амплитуда входного сигнала и $R_g$ — внутреннее сопротивление источника сигнала) на отношение сигнал-шум на выходе микросхемы для $f_{вч}=1$ МГц, $f_{нч}=1$ кГц и $m=0{,}3$ показано на рис. 1.33, *н*. Изменение потребляемого тока от питающего напряжения показано на рис. 1.33, *л*. На рис. 1.33, *п* показано изменение напряжения НЧ от амплитуды входного сигнала при различных питающих напряжениях. На рис. 1.33, *р* показана взаимосвязь коэффициента усиления усилителя ПЧ от управляющего напряжения на выходе 9. Влияние управляющего напряжения (вывод 3) на усилителе ВЧ показано на рис. 1.33, *с*. Эти характеристики снимались для сигнала ПЧ 465 кГц. Практическая схема включения микросхемы и ее характеристики в зависимости от амплитуды входного сигнала показаны на рис. 1.34, *а—в*.

Использование микросхемы в качестве усилителя-преобразователя для приемника различного назначения показано на рис. 1.34, *г*, *д*. На рис. 1.34, *г* изображена схема приемника АМ сигнала с несущей частотой 1 МГц и $m=0{,}3$. Чувствительность приемника равна 600 мкВ/м при отношении сигнал-шум на выходе 20 дБ. На рис. 1.34, *д* показан приемник для входных сигналов с несущей частотой 27 МГц. В этой схеме используется гетеродин на транзисторе с кварцем. Сигнал гетеродина на выводе 4 равен 150 мВ. Сигнал ПЧ выделяется на фильтре C7 — C9 L4 L5 L6, где сигнал ослабляется на 20 дБ. Ширина полосы пропускания равна 5 кГц. Для этих параметров приемник обладает чувствительностью 2 мкВ. Параметры индуктивностей следующие: L1, L2 — 13 витков, L3—5 витков диаметром 0,2 *мм*.

Схема приемника прямого усиления показана на рис. 1.34, *е*. Частота входного сигнала равна 200 кГц. Полоса пропускания с учетом входных фильтров и фильтров усилителя ВЧ равна 2 кГц. Ослабление сигнала при расстройстве на 15 кГц составляет 75 дБ. Минимальный сигнал на входе равен 1,5 мкВ. Приемник имеет два выхода: на выходе 1 имеется прямоугольный сигнал с частотой 200 кГц, на выход 2 выдается сигнал модуляции несущей частоты.

На рис. 1.34, *ж* показана практическая схема применения микросхемы в приемнике. В этой схеме избирательность по соседнему каналу составляет 35 дБ. Полоса пропускания по выходу равна 10 кГц. Коэффициент гармоник при глубине модуляции входного сигнала 80 % составляет 3 %. Сигнал гетеродина на выводах 4 и 5 составляет 100 ... 150 мВ. Амплитуда выходного сигнала НЧ более 100 мВ. На схеме L1 = =560 мкГн, L2=4,7 мГн, а остальные контуры имеют индуктивность согласно выбранному диапазону частот

Вход L1 C1 L2 L3 L4 C2 L5 C3 0,03 мк C4 1Н L7 C5 R1 10К C6 4700 +9В VD1 Д9Д R2 51К Выход R4 1,8К C8 10мк×6В R3 8,2К C9 0,1мк C10 0,1мк C7 10мк×16В

а)

$U_9$, В $U_{10}$, В $U_7$, мВ

$U_{10}$ $U_7$ $U_9$

0 10 20 30 40 50 60 70 80 90 100 $U_{вх}$, мВ

б)

$U_9$, В $U_{10}$, В $U_7$, мВ

$U_7$ $U_{10}$ $U_9$

0,1 0,2 0,3 0,4 0,5 0,6 0,7 0,8 0,9 1,0 $U_{вх}$, В

в)

+9В C1.1 1,40 C1.2 140 C2 10-40 C3 10-40 L1 L2 L3 L4 C4 0,01мк R1 1,5к C7 1000 L5 L6 C11 120 R4 2,7к Z1 C12 120 R7 12к VD1 Д9Б C9 1000 C13 3300 L7 R5 100 R6 39к R8 2,2к R9 51к C14 5мк×6В C18 0,047мк C19 0,022мк C10 5 R10 100к R11 330 C26 50мк×10В C17 82 C15 270 C16 0,1мк C21 100мк×10В BA1 DA2 К174УН5 R2 1,8к R3 8,2к C5 20мк×15В C6 0,1мк C8 0,1мк

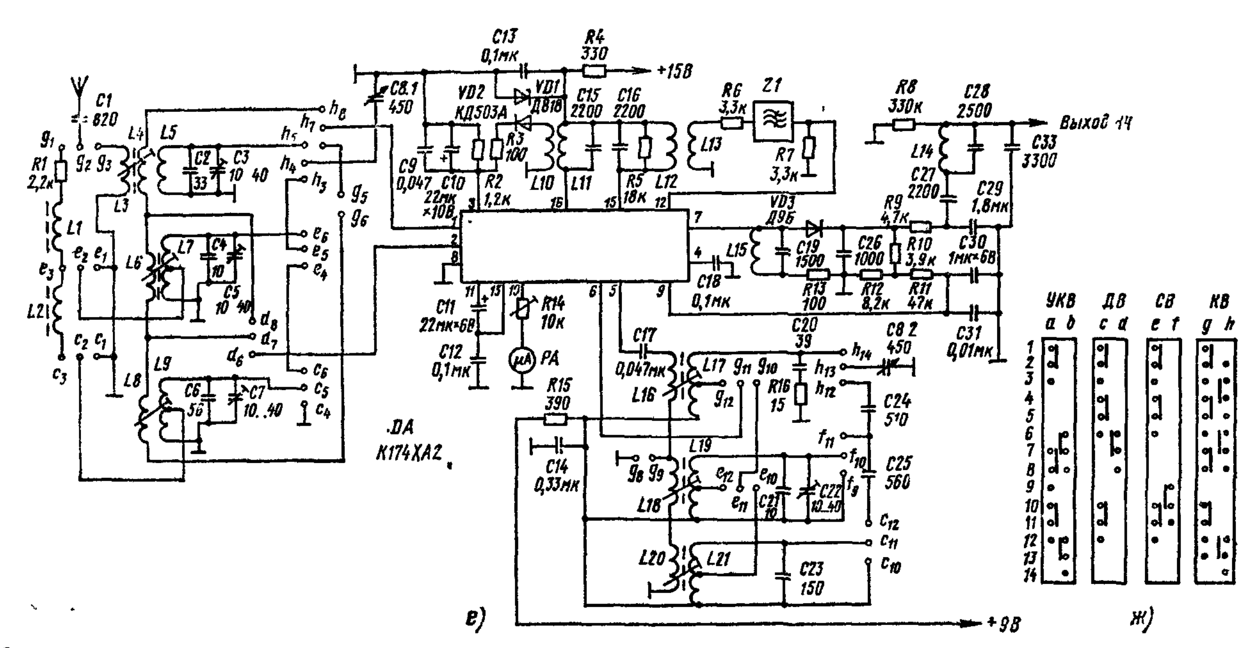
DA К174ХА2

г)

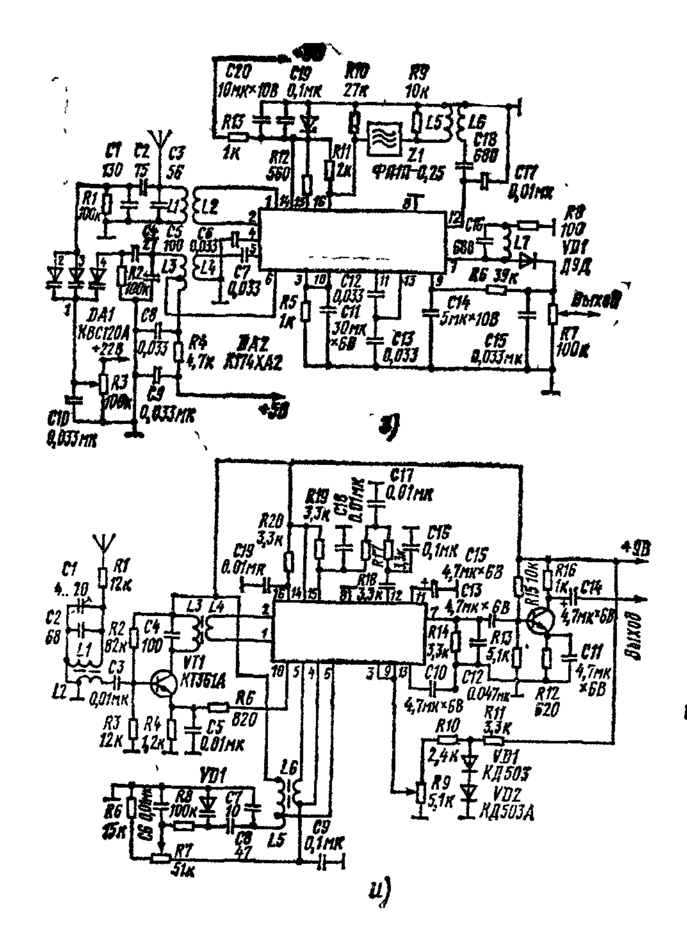
C1 68 L1 Z1 C2 3,3 R1 910 VT КТ361А R2 6,2к C4 0,022мк C7 1000 +5В C9 1000 C8 15 L5 L6 C12 4700 C13 5мк×6В R7 39к VD Д9Б Выход C10 1000 L7 C14 4700 R6 12к C3 68 L2 L3 C5 0,033мк C6 0,033мк R3 1,5к R4 1,8к R5 8,2к C11 5мк×6В

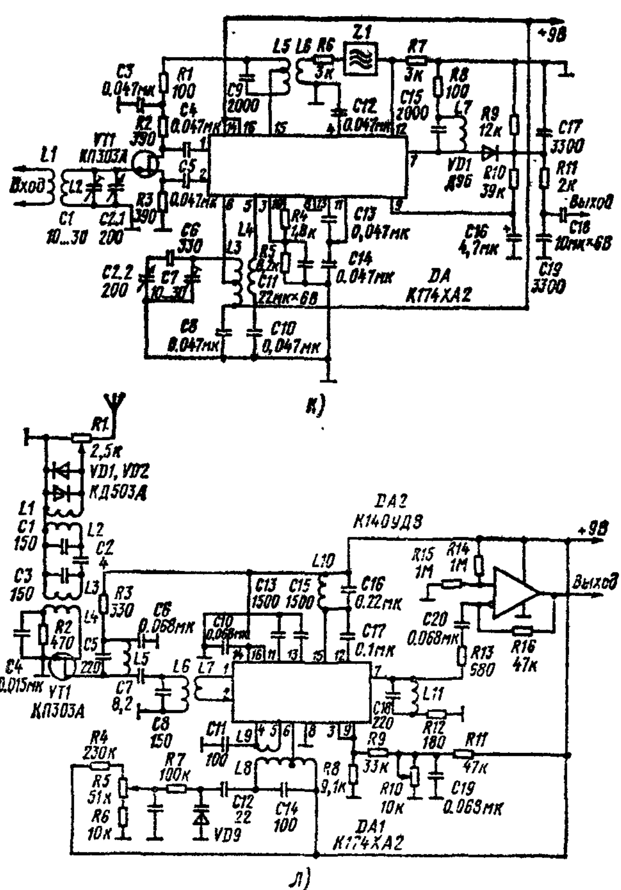
DA К174ХА2

д)




е) ж)



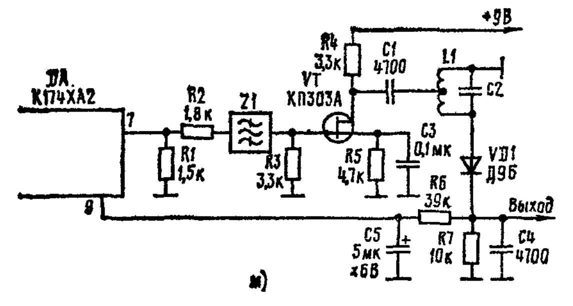




Рис. 1.34

с учетом номиналов конденсаторов. Контур L14, C29 настроен на частоту 5 кГц.

На микросхеме рис. 1.34, з собран ВЧ тракт, состоящий из усилителя ВЧ, двойного балансного смесителя, усилителя ПЧ и усилителя постоянного тока системы АРУ. Настройка на сигналы станции осуществляется с помощью варикапной матрицы. Двумя параллельно включенными варикапами матрицы перестраивается входной L1C1C2 и гетеродинный L3C4C5 контуры. Смеситель нагружен на резисторы R10 и R12 и пьезокерамический фильтр Z1, настроенный на ПЧ 465 кГц. Выделенный фильтром сигнал ПЧ через катушку связи L5 поступает на фильтр ПЧ L6C17C18 и далее на вход усилителя ПЧ микросхемы, на фильтр L7C7 и на детектор. Выделенный сигнал через резистор 39 кОм поступает на усилитель АРУ.

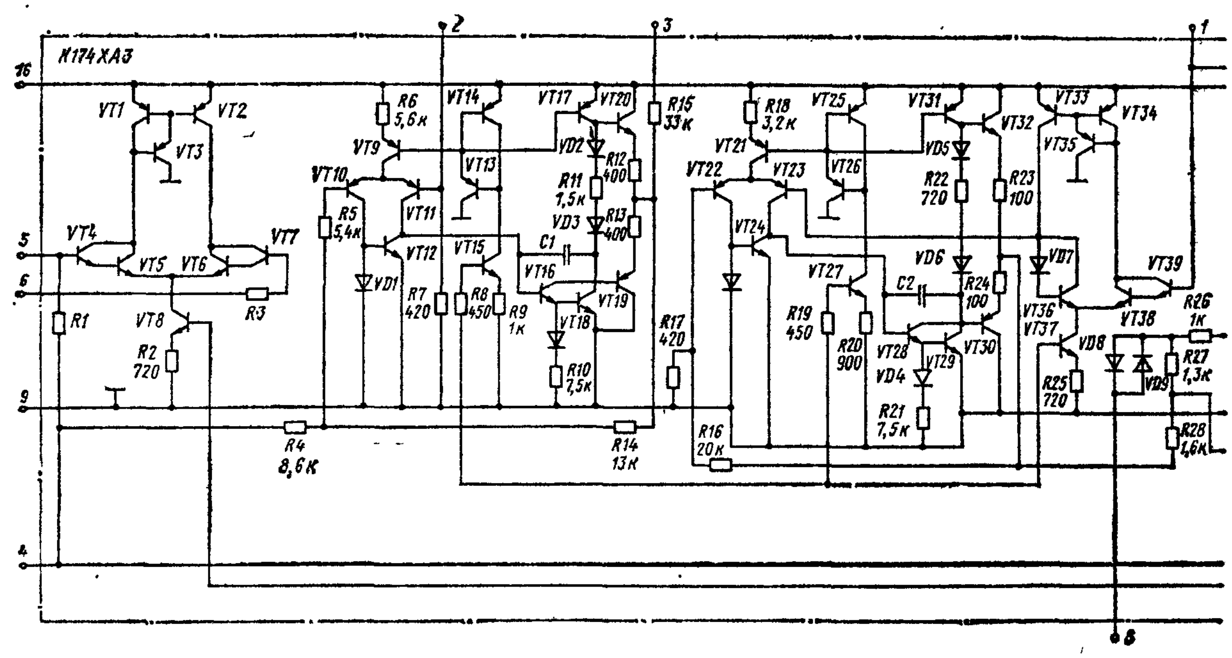
Приведенная на рис. 1.34, и схема приемника на фиксированную частоту состоит из предварительного усилителя на транзисторе VT1. Сигнал с контура L3C4 поступает на микросхему. Здесь он взаимодействует с сигналом гетеродина, который формируется в контуре L5, C8 с подстройкой по частоте потенциометром R7. Сигнал ПЧ (вывод 15) поступает на фильтр R17, R18, C16 — C18. Сигнал НЧ формируется в цепи R14, C12 и поступает на усилитель VT2. Для регулировки чувствительности приемника служит потенциометр R9. Параметры индуктивностей и контуров указывать нецелесообразно, поскольку они выбираются согласно заданной несущей частоте входного сигнала. Чувствительность приемника составляет 3 ... 5 мкВ.

На рис. 1.34, к показана схема включения микросхемы с предварительным усилителем на транзисторе VT. Селекция входного сигнала осуществляется контуром L2C1C2.1. Резонансная частота контура определяется конденсатором C2.1. Гетеродинный сигнал формируется в контуре L3C3C5. Сигнал разностной частоты выделяется контуром L5, C9 и последующим фильтром Z1. Сигнал в узкой полосе подается на усилитель ПЧ (вывод 12). Выходной контур усилителя L7C15 передает сигнал на детектор, где выделяется НЧ сигнал. С помощью RC фильтра выделяется напряжение АРУ и подается на вывод 9.

При отсутствии входного сигнала на выводах должны быть постоянные напряжения:

| Номер вывода | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Напряжение, В | 2 | 2 | 0 | 2 | 2 | 8,4 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1,8 | 1,8 | 0 | 9 | 9 | 9 |

На рис. 1.34, л показана схема приемника, который рассчитан на прием сигналов с частотой до 10 МГц. Входной сигнал с антенны поступает на потенциометр R1 и через систему связанных фильтров проходит и



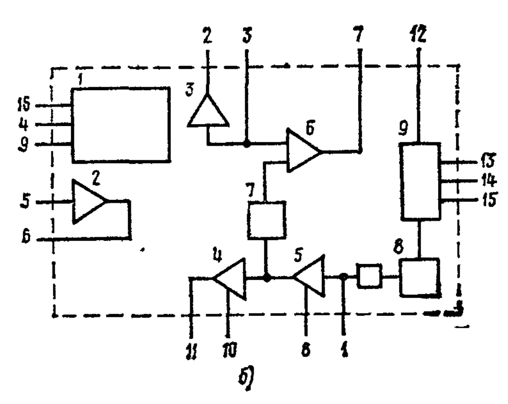




Рис. 1.35

усилитель на транзисторе VT. С помощью входных контуров обеспечивается необходимая селекция входного сигнала. Далее входной сигнал поступает на микросхему DA1, где он взаимодействует с сигналом гетеродина, который формируется в контуре L8C14. Частота контура подстраивается варикапом с помощью потенциометра R5. Разностный сигнал с частотой 1 кГц выделяется в контуре L10C16 и через вывод 12 поступает на вход усилителя ПЧ, который обеспечивает усиление около 1500. Выходной контур усилителя ПЧ L11C18 выделяет полезный сигнал и подает на ОУ DA2, где он дополнительно усиливается. С помощью потенциометра R10 можно менять чувствительность приемника, которая составляет около 0,1 мкВ. При приведенных на схеме номиналах элементов стабильность частоты достигается 6 Гц в минуту.

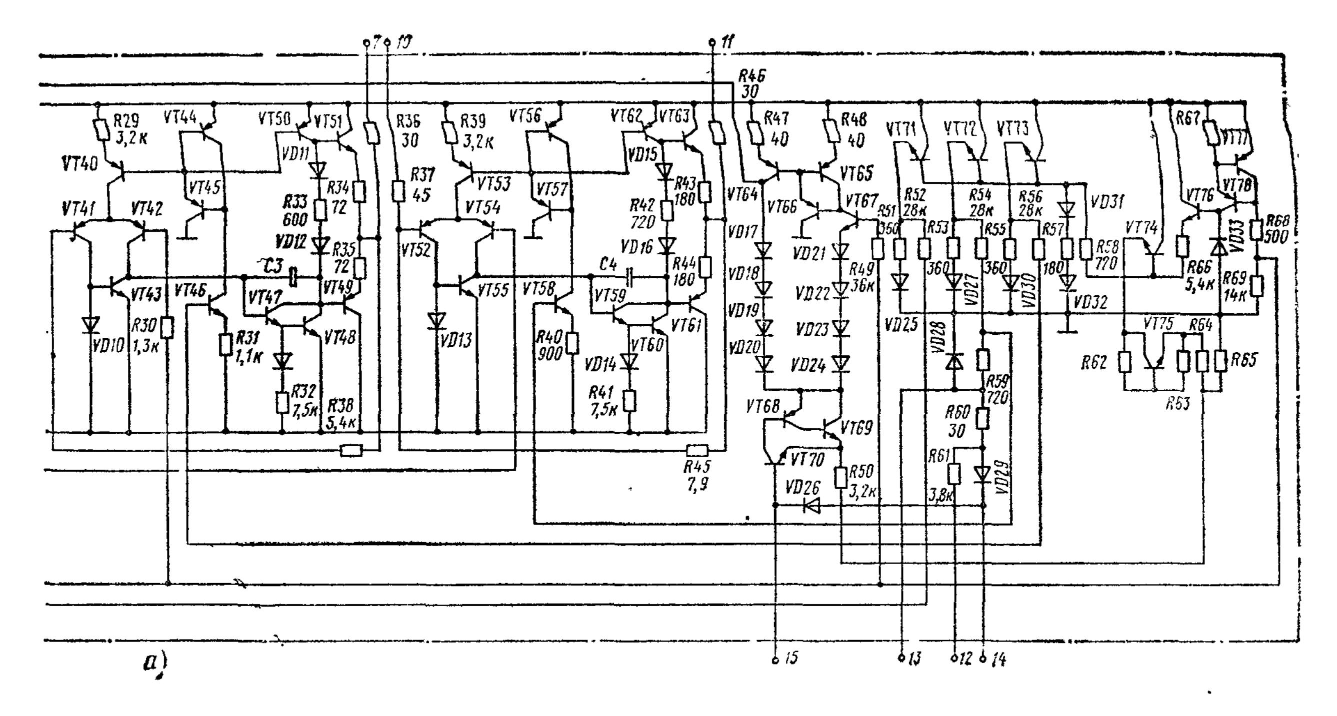
На рис. 1.34, *м* показано подключение дополнительного фильтра Z1 к выходу микросхемы, что обеспечивает лучшую селекцию сигналов ПЧ. Транзистор VT обеспечивает дополнительное усиление.

***Усилитель ЗЧ К174ХА3*** (рис. 1.35, *а*) *Он предназначен для усиления и шумоподавления в трактах передачи звукового сигнала.*

Структурная схема (рис. 1.35, *б*) состоит из следующих узлов: 1 — стабилизатор напряжения; 2—6 — усилители; 7 — ограничитель; 8 — управляемый резистор; 9 — детектор.

Основные параметры: напряжение питания 15 В; ток потребления не более 30 мА; коэффициент гармоник последовательно включенных усилителей 1—3 не более 0,5 %; входное сопротивление первого усилителя 50 кОм, второго усилителя 5 кОм, выходное сопротивление первого усилителя 3 кОм; отношение сигнал-шум (при $U_{вх}$ = 750 мВ) 60 дБ, постоянное напряжение на выводах 4, 7, 11 от 6,5 до 9,5 В; подъем АЧХ в режиме записи 6,5 дБ; коэффициент ослабления усиления на верхней частоте 3 дБ; коэффициент усиления напряжения трех усилителей от 16 до 24 дБ; коэффициент усиления третьего и четвертого усилителей от 10 до 17; коэффициент усиления четвертого и пятого усилителей от 480 до 720; коэффициент гармоник последовательно включенных усилителей 1—3 не более 0,5 %; усилителей 3,4—1 %, усилителей 4,5—10 %.

Назначение выводов: 1 — вход четвертого усилителя; 2 — вход второго усилителя, 3 — вход сумматора; 4 — вывод подключения переменного плеча фильтра;




5 — вход первого усилителя; 6 — выход первого усилителя; 7 — выход сумматора; 8 — вывод подключения навесных элементов; 9 — общий провод; 10 — вывод подключения навесных элементов; 11 — выход пятого усилителя; 12 — вход детектора; 13 — вывод подключения навесных элементов; 14 — вывод подключения навесных элементов; 15 — выход детектора; 16 — питание.

Схема включения микросхемы показана на рис. 1.35, *в*.

**Детектор К174ХА4** (рис. 1.36). Он предназначен для фазовой автоподстройки частоты. Детектор может работать как синхронный АМ детектор и как узкополосный фильтр с полосой пропускания до ±1 % относительно центральной частоты. Он применяется в диапазоне частот от 1 Гц до 15 МГц с регулируемым диапазоном слежения ±(1 ... 15 %).

На структурной схеме (рис. 1.36, *а*): 1 — фазовый компаратор или перемножитель; 2 — фильтр НЧ; 3 — первый усилитель; 4 — второй усилитель; 5 — ограничитель; 6 — генератор, управляемый напряжением (ГУН); 7 — перемножитель; 8 — третий усилитель. Вход для АМ сигнала — вывод 4, а выход демодулированного сигнала — вывод 1.

Основные параметры детектора: минимальная рабочая частота 0,1 Гц; максимальная рабочая частота 30 МГц; ток потребления 10 мА; минимальный уровень сигнала, необходимый для режима слежения петли, 100 мкВ: динамический диапазон 60 дБ; температурный коэффициент частоты генератора управляемого напряжения ±0,06 %/град.; коэффициент управления по напряжению питания ±0,3 %/град.; входное сопротивление 2 кОм; входная емкость 4 пФ; входное постоянное

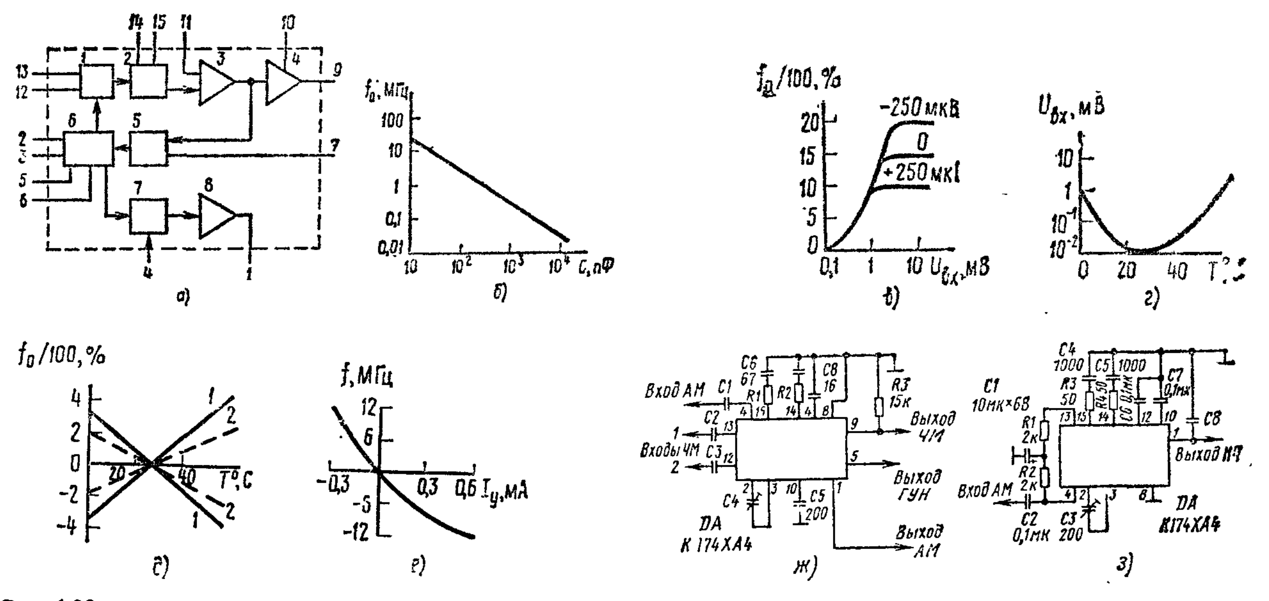



Рис. 1.36

напряжение 4 В; выходной постоянный уровень 14 В; амплитуда выходного сигнала 4 В; подавление амплитудной модуляции 40 дБ.

Входной сигнал с частотой $f_c$ поступает на фазовый коммутатор (перемножитель), а на другой вход коммутатора подается напряжение образцового генератора, частота которого управляется напряжением, прошедшим фильтр НЧ и усилитель. При отсутствии входного сигнала ГУН настроен на центральную частоту входного сигнала. В этом случае на выходе перемножителя сигнал отсутствует и генератор не управляется. Если на вход подать сигнал, то на выходе перемножителя будет сигнал рассогласования, пропорциональный разности частот и фаз между взаимодействующими сигналами. Полярность напряжения ошибки может быть положительной и отрицательной в зависимости от того, какой из сигналов является ведущим по фазе. Напряжение ошибки подается на фильтр НЧ, где ослабляются высокочастотные составляющие. Сглаженное напряжение усиливается и поступает на вход ГУН. Частота сигнала ГУН изменяется таким образом, чтобы с уменьшением напряжения ошибки уменьшалась разность частот между входным и гетеродинным сигналами. Напряжение ошибки уменьшается до тех пор, пока частоты сигнала и ГУН не уравняются, но между ними остается конечная разность фаз, которая здесь оказывается сигналом рассогласования, необходимым для удержания петли ОС в режиме смещения.

На рис. 1.36, *б* показана зависимость частоты ГУН от емкости времязадающего конденсатора. Зависимость диапазона слежения от уровня входного сигнала для разных значений тока управления показана на рис. 1.36, *в*. На рис. 1.36, *г* представлена температурная зависимость минимальной амплитуды входного сигнала, необходимой для режима захвата при $f=2$ МГц. Изменение диапазона слежения от температуры показано на рис. 1.36, *д* (прямая 1 — границы максимальных значений диапазона, прямая 2 — границы типовых значений). Зависимость частоты ГУН от тока управления по выводу 6 показана на рис. 1.36, *е*.

С помощью микросхемы можно строить модуляторы и демодуляторы сигналов. Детекторы ЧМ сигналов стоят на выходе усилителя ПЧ 10,7 МГц. На рис. 1.36, *ж* показана схема детектора ЧМ сигналов без катушки индуктивности. Однако применение микросхемы К174ХА4 не обеспечивает высокого качества демодуляции широковещательных ЧМ сигналов: во-первых, ГУН имеет недостаточную термостабильность, во-вторых, простой фильтр не может полностью отфильтровать несущую и на выходе имеется ее пролезание. Для ЧМ детектора типичны следующие характеристики: порог детектирования 120 мкВ; амплитуда демодулированного сигнала 60 мВ; уровень нелинейных искажений 0,3 %; отношение сигнал-шум 35 дБ.

Микросхема работает в режиме детектора АМ сигналов как синхронный детектор (рис. 1.36, *з*). Усиление преобразования АМ сигнала составляет 12 дБ, подавление сигналов вне полосы преобразования 30 дБ, уровень нелинейных искажений 1 %.

**Усилитель ЧМ сигналов К174ХА5** (рис. 1.37, *а*). Микросхема является многофункциональной для УКВ ЧМ приемников. Она состоит из усилителя-ограничителя и детектора ЧМ сигналов.

На структурной схеме (рис. 1.37, *а*): 1 — усилитель-ограничитель; 2 — частотный детектор; 3 — детектор уровня; 4 — стабилизатор напряжения; 5 — усилитель; 6 — триггер.

Основные параметры усилителя: напряжение питания от 5 до 15 В; ток потребления 30 мА; входное пороговое напряжение ограничения 100 мкВ; выходное напряжение НЧ (при $f_0=10{,}7$ МГц, $\Delta f=\pm 50$ кГц, $f_m=1$ кГц, $U_{вх}=10$ мВ) 140 мВ; постоянное напряжение (выводы 5 и 6) 1 В; коэффициент ослабления амплитудной модуляции (при $f_0=10{,}7$ МГц, $\Delta f=\pm 50$ кГц, $f_m=1$ кГц, $m=30$ %, $U_{вх}=10$ мВ) 40 дБ.

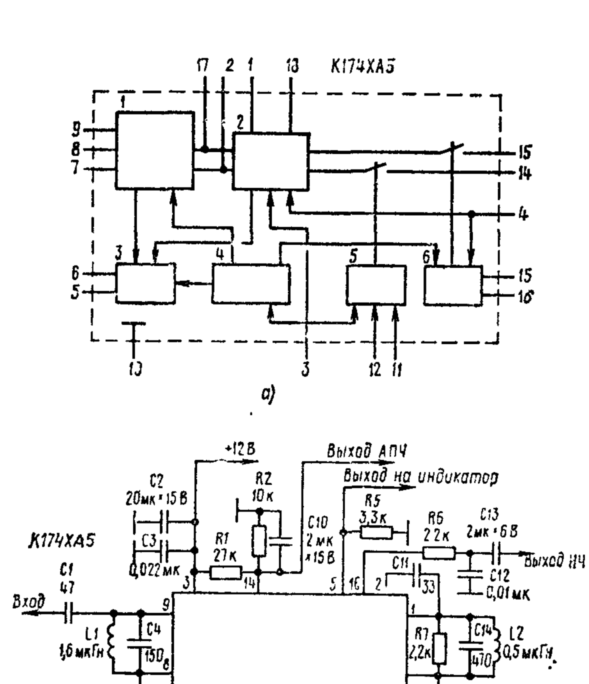



Рис. 1.37

Назначение выводов: 1 — фазосдвигающий контур; 2 — выход ПЧ; 3 — питание; 4 — выход БШН; 5 — выход на индикатор; 6 — выход БШН; 7 — блокировка; 8 — блокировка; 9 — вход ПЧ; 10 — общий; 11 — отключение АПЧ; 12 — RC-фильтр; 13 — фильтр НЧ; 14 — выход АПЧ; 15 — фильтр НЧ; 16 — выход НЧ; 17 — выход ПЧ; 18 — фазосдвигающий контур.

Схемы включения микросхемы в различных режимах работы показаны на рис. 1.37, *б*. Контуры настраиваются на частоту 10,7 МГц.

**Многофункциональный усилитель К174ХА6** (рис. 1.38, *а*). Он предназначен для усиления, ограничения, бесшумной настройки, формирования напряжения для индикации, автоматической подстройки частоты и детектирования ЧМ сигнала. Усилитель может применяться для построения трактов промежуточной частоты УКВ ЧМ приемников.

На структурной схеме (рис. 1.38, *б*): 1 — усилитель-ограничитель; 2 — детектор уровня; 3 — частотный детектор; 4, 7 — ключи; 5 — триггер; 6 — стабилизатор; 8 — усилитель.

Основные параметры усилителя: напряжение питания 12 В; ток потребления 16 мА; входное напряжение ограничения (при $\Delta f=\pm 50$ кГц и $f_0=10{,}7$ МГц) от 60 до 80 мкВ; выходное напряжение НЧ (при $U_{вх}=10$ мВ, $\Delta f=\pm 50$ кГц и $f_0=10{,}7$ МГц) 160 мВ; коэффициент паразитной амплитудной модуляции (при $U_{вх}=10$ мВ, $\Delta f=\pm 50$ кГц, $f_0=10$ МГц; $m=30$ %) 46 дБ; коэффициент гармоник выходного напряжения НЧ (при $U_{вх}=10$ мВ, $\Delta f=\pm 50$ кГц, $f_0=10{,}7$ МГц) 1 %; диапазон питающего напряжения от 4,5 до 18 В; максимальное входное напряжение 160 мВ; максимальный ток по выводу 14 3 мА; максимальный ток по выводу 15 1 мА; максимальное сопротивление по постоянному току (между выводами 17 и 18) 390 Ом.

Порог срабатывания устройства БШН устанавливается подстроечным резистором R2 (рис. 1.38, *б*). Во

время настройки на принимаемую частоту система АПЧ может быть отключена либо подключением вывода 2 к общему проводу, либо автоматически — подачей управляющего напряжения на вывод 2 через конденсатор С14. Минимальное напряжение управляющего сигнала, при котором система АПЧ отключается, не превышает 20 мВ. Напряжение сигнала АПЧ на выводе 5 составляет 2 ... 4,5 В. Сопротивление цепей по постоянному току, включенных между выводами 17 и 18, не должно превышать 390 Ом. Выводы 14 и 15 предназначены соответственно для подключения индикатора напряженности поля и управления системой БШН. Подавление входного сигнала при включенной системе БШН составляет не менее 60 дБ. Система бесшумной настройки отключается при подключении вывода 15 к общему проводу. Остаточный уровень сигнала при отсутствии несущей частоты определяется резистором $R \geqslant 10$ кОм между выводами 6 и 12.

Полоса пропускания усилителя ПЧ и коэффициент гармоник определяется резистором R5. Для входного напряжения 10 мВ и добротности контура, подключенного к выводам 9 и 10, равной 35, коэффициент гармоник выходного напряжения не превышает 1 %, а при том же входном напряжении и добротности, равной 20, коэффициент гармоник становится равным менее 0,25 %.

На рис. 1.38, *в* показана схема включения микросхемы.

На рис. 1.38, *г* изображена амплитудная характеристика усилителя, а зависимость выходного напряжения от напряжения источника питания приведена на рис. 13.6, *д* (при $U_{вх}=10$ мВ). Изменение коэффициента ослабления паразитной амплитудной модуляции от напряжения входного сигнала показано на рис. 1 36, *е*. Отношение напряжений сигнал-шум от напряжения на входе изменяется в соответствии с рис. 1.38, *ж*. Изменение напряжения на выводах 14 и 15 от уровня входного сигнала приведено на рис. 1.38, *з*. Зависимость тока потребления от питающего напряжения дана на рис. 1.36, *и*, а на рис. 1.36, *к* приведена зависимость изменения порога ограничения входного сигнала от напряжения питания. Все приведенные характеристики определялись при следующих параметрах: напряжение питания 12 В; частота входного сигнала $f_0=10{,}7$ МГц; девиация несущей частоты $\Delta f=\pm 50$ кГц, частота модуляции $f_м=1$ кГц; коэффициент модуляции $m=30$ %.

**Приемник К174ХА10** (рис. 1.39, *а*). Он является однокристальным устройством четвертого класса.

На структурной схеме (рис. 1.39, *б*): 1 — стабилизатор; 2 — гетеродин; 3 — усилитель НЧ; 4 — смеситель; 5 — усилитель ВЧ; 6 — усилитель НЧ; 7 — демодулятор.

Основные параметры приемника: напряжение питания 9 В±10 %; ток потребления 16 мА; входное напряжение, при котором наступает ограничение, 50 мкВ; выходное напряжение усилителя НЧ 1,55 В; выходное напряжение НЧ АМ 30 мВ; коэффициент гармоник НЧ сигнала 2 %; коэффициент АМ сигнала 5 %; отношение сигнал-шум 20 дБ.

Назначение выводов: 1, 2 — вход усилителя ПЧ; 4 — выход смесителя; 5 — вывод контура гетеродина; 6, 7 — вход тракта АМ; 8 — выход демодулятора; 9 — вход усилителя НЧ; 10 — блокировка усилителя НЧ; 11 — общий; 12 — выход усилителя НЧ; 13 — питание; 15 — выход усилителя ПЧ; 16 — блокировка усилителя ПЧ.

Схема включения приемника показана на рис. 1.39, *в*. На рис. 1.39, *г* представлена зависимость выходной мощности усилителя НЧ от напряжения питания. Кривая 1 соответствует коэффициенту гармоник 10 % для сигнала с частотой 1 кГц на сопротивлении нагрузки 8 Ом, а кривая 2 — коэффициенту гармоник 2 %. На рис. 1.39, *д* показана зависимость тока потребления микросхемы от напряжения питания при ЧМ сигнале на входе, а на рис. 1.39, *е* — при АМ сигнале. На рис. 1 39, *ж* изображено изменение напряжения на выходе ЧМ детектора от девиации частоты входного сигнала относительно частоты 10,7 МГц, амплитуда входного сигнала равна 1 мВ. На рис. 1.39, *з* показано изменение напряжения на выходе АМ детектора от напряжения питания при амплитуде входного сигнала 50 мВ, несущей частоты 1 МГц, частоте модуляции 1 кГц и коэффициенте модуляции 0,3. На рис. 1.39, *и* показана передаточная характеристика АМ тракта при напряжении питания 9 В, несущей частоте 1 МГц, частоте модуляции 1 кГц и коэффициенте модуляции 0,3.

Изменение отношения сигнал-шум от амплитуды входного сигнала для ЧМ сигнала показано на рис. 1.40, *а* (частота входного сигнала равна 10,7 МГц, девиация 50 кГц), а для АМ тракта — на рис. 1.40, *б*. Характеристика определялась для частоты входного сигнала 1 МГц, модулирующей частоты 1 кГц и коэффициента модуляции 0,3. На рис. 1.40, *в*—*д* показаны изменения коэффициента гармоник от выходной мощности усилителя НЧ на сопротивлении нагрузки 8 Ом и при частоте 1 кГц, от напряжения питания и от амплитуды входного сигнала по выводу 5. На рис. 1.40, *е* приведена полная характеристика АМ тракта при изменении коэффициента гармоник от амплитуды входного сигнала с частотой 1 МГц, на модулирующей частоте 1 кГц и при коэффициенте модуляции 0,3. На рис. 1.40, *ж* показано изменение порога ограничения от напряжения питания для ЧМ тракта, а на рис. 1.40, *з* — передаточная характеристика ЧМ детектора.

**Генератор К174ХА11** (рис. 1 41, *а*). Он выполняет следующие функции: задающего генератора строчной развертки (1); фазового компаратора (2), обеспечивающего сравнение синхроимпульсов и напряжения генерации; фазового компаратора (3), обеспечивающего сравнение импульсов обратного хода строчной развертки и напряжения генерации; детектора совпадения (4), осуществляющего расширение диапазона захвата; коммутатора характеристики фильтра и ячейки селекции (5) при использовании видеомагнитофона; синхроселектора (6) для помехоподавления; селектора кадровых синхроимпульсов (7); генератора импульсов гашения обратного хода строчной развертки и селекции сигналов вспышки цветовой синхронизации (8); цепи сдвига фазы выходного импульса (9); цепи коммутации длительности выходного импульса (10); выходного каскада с раздельным питанием (11), позволяющего подавать сигнал непосредственно на тиристорное устройство; цепей защиты (12), обеспечивающих прекращение подачи выходного импульса в случае чрезмерного понижения напряжения питания.

Предельно-допустимые значения напряжений и токов на соответствующих выводах: $U_1=13{,}2$ В; $U_2=18$ В; $U_4=13{,}2$ В; $U_9=\pm 6$ В; $U_{10}=\pm 6$ В; $U_{11}=13{,}2$ В; $I_2=-I_3=650$ мА для тиристорного устройства и 400 мА для транзисторного; $I_4=1$ мА; $I_6=\pm 10$ мА; $I_7=-10$ мА; $I_{11}=2$ мА. Рассеиваемая мощность равна 800 мВт.

При напряжении питания 12 В входные сигналы должны иметь следующие параметры:

для синхроселектора (вывод 9): пороговое напряжение 0,8 В; пороговый входной ток не более 5 мкА; входной ток в открытом состоянии от 5 до 100 мкА; входной ток отключения 150 мкА. входной ток в закрытом состоянии минус 1 мкА при напряжении на выводе минус 5 В; полный размах входного видеосигнала отрицательной полярности 3 ... 4 В (допустимо от 1 до 7 В);

для селектора шума (вывод 10): пороговое напряжение 1,4 В; пороговый входной ток 150 мкА; входной ток от 5 до 100 мкА; входной ток в закрытом состоянии при $U_{10}=-5$ В не более минус 1 мкА; допустимый сигнал помехи не более 7 В;

для импульса обратного хода строчной развертки (вывод 6): пороговое напряжение 1,4 В; уровень ограничения минус 0,7 В и +1,4 В; входной ток не менее 10 мкА (номинальное значение 1 мА);

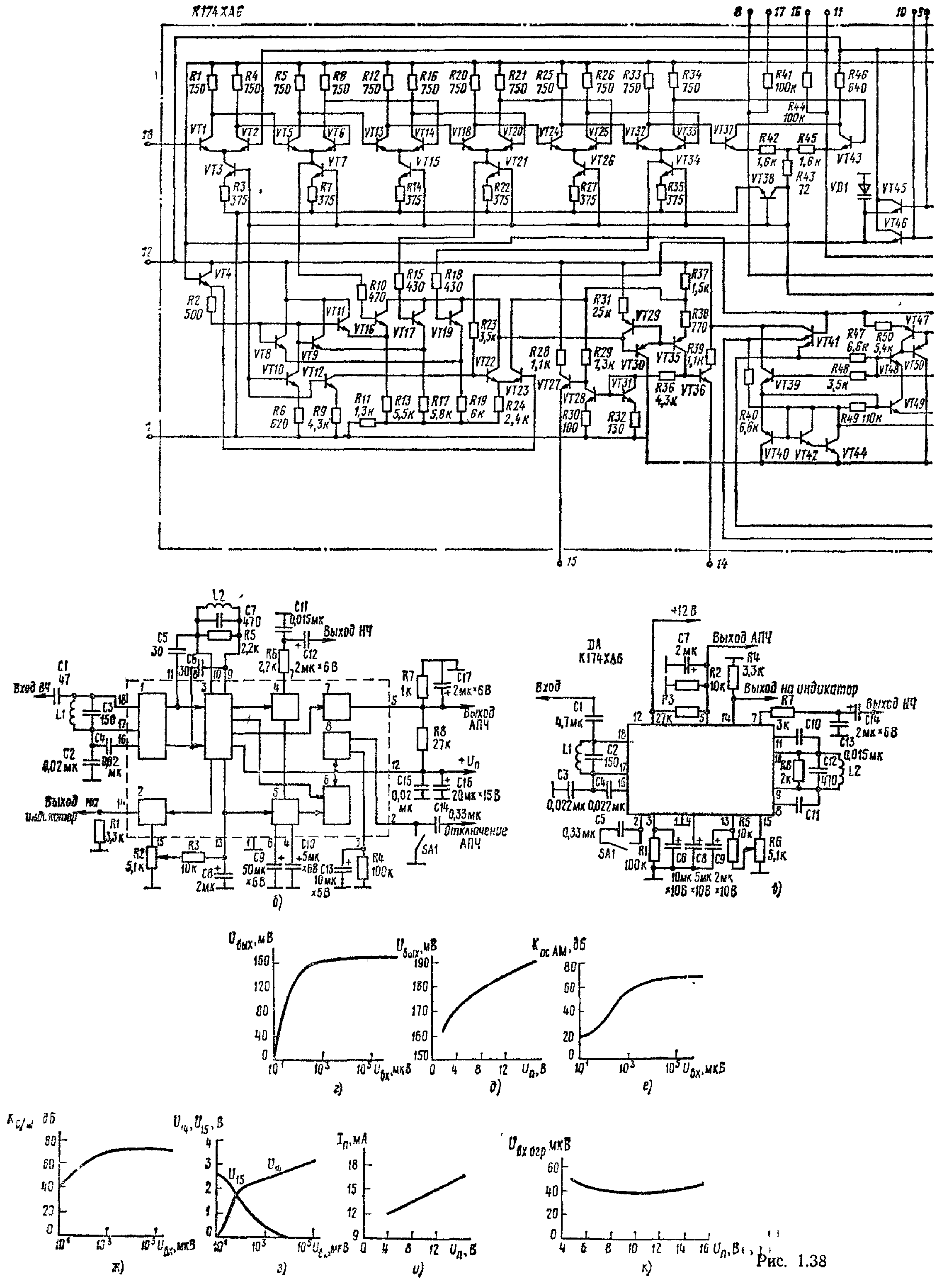
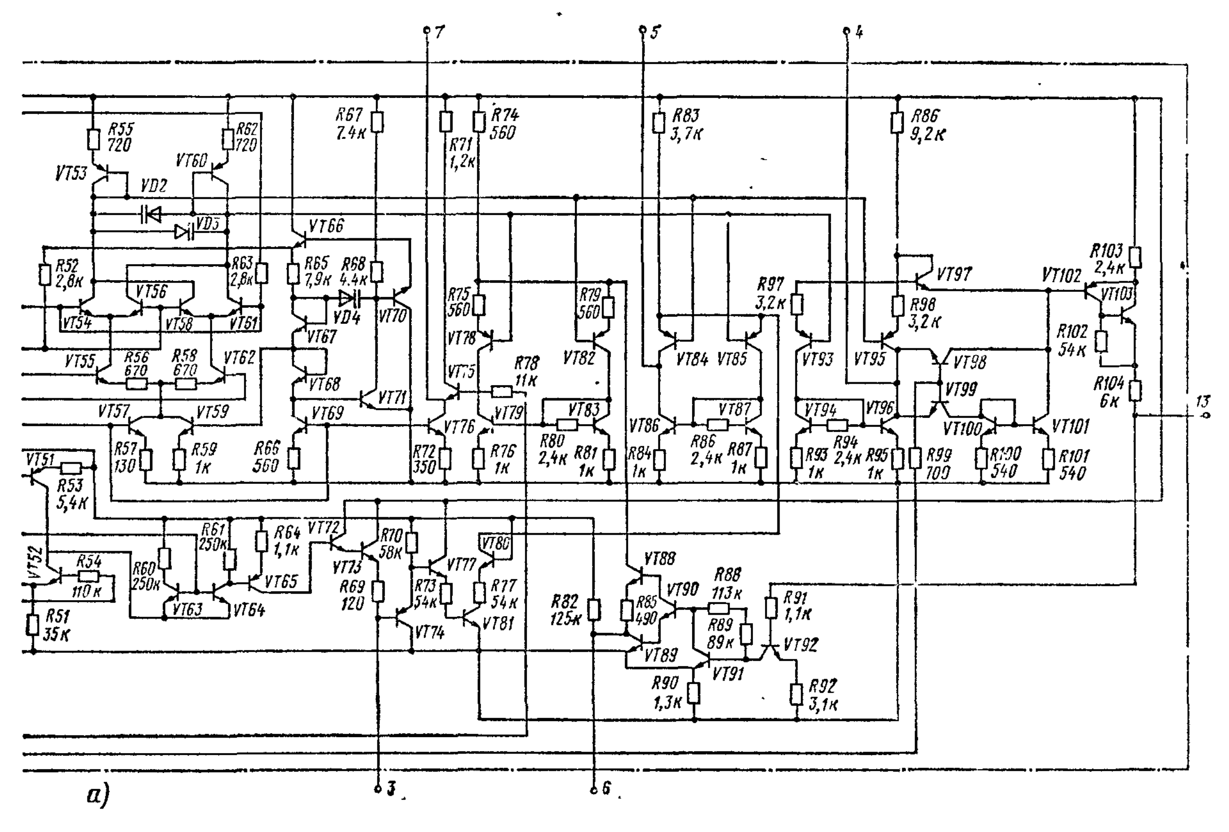

К174ХА6
Вход ВЧ
Выход НЧ
Выход АПЧ
Выход на индикатор
Отключение АПЧ
DA К174ХА6
Вход
+12 В
$U_{вых}$, мВ
$K_{ос\,АМ}$, дБ
$U_{вх}$, мкВ
$U_п$, В
$I_п$, мА
$U_{вх\,огр}$, мкВ


Рис. 1.38




а)

для коммутатора длительности выходного импульса (вывод 4): при t=7 мкс входное напряжение от 9,4 В и выше, входной ток не менее 200 мкА (для тиристорной схемы); при t=14 мкс входное напряжение от 0 до минус 3,5 В, входной ток не менее 200 мкА (для транзисторной схемы);

для коммутатора воспроизведения видеозаписи с видеомагнитофона: (на выводе 11 напряжение низкого уровня) входное напряжение от 0 до 2,5 В, входной ток не более 200 мкА (на выводе 11 напряжение высокого уровня) входное напряжение 9 В, входной ток не более 2 мА.

При напряжении питания 12 В выходные сигналы должны иметь следующие параметры:

для импульса кадровой синхронизации положительной полярности (вывод 8): пиковое выходное напряжение до 11 В; выходное сопротивление 2 кОм; задержка между фронтом и спадом сигналов на входе и на выходе 15 мкс;

для импульса селекции вспышек положительной полярности (вывод 7): пиковое выходное напряжение не менее 10 В; выходное сопротивление 70 Ом; выходной ток в течение спада импульса 2 мА; длительность импульсов селекции вспышек при напряжении 7 В 4±±0,3 мкс; фазовый сдвиг между серединой синхроимпульсов на входе и фронтом импульсов селекции вспышек при напряжении 7 В 2,65±0,5 мкс;

для импульсов гашения обратного хода строчной развертки (вывод 7): пиковое выходное напряжение от 2,5 до 3,5 В; выходное сопротивление 70 Ом; выходной ток в течение фронта импульса 2 мА;

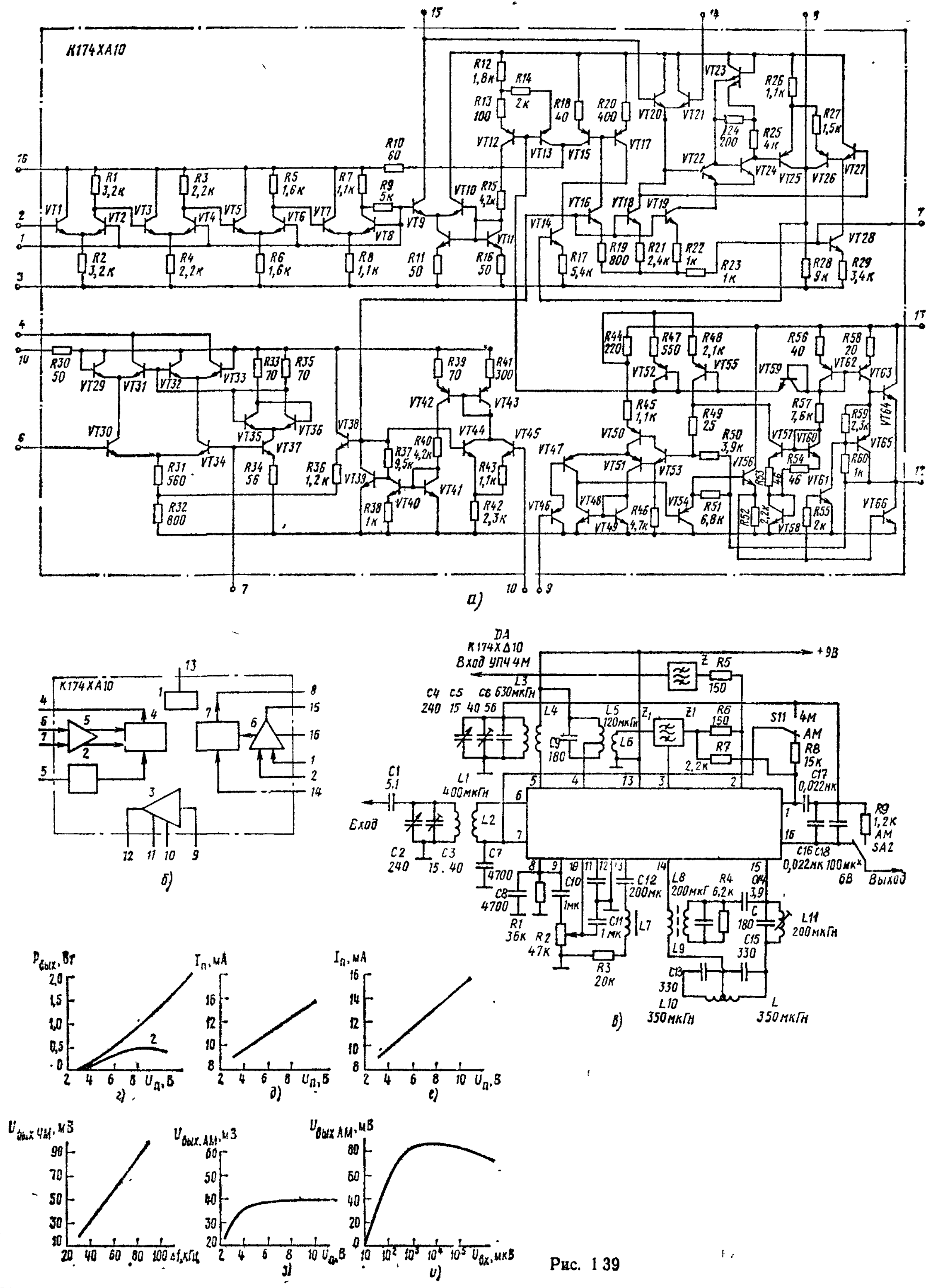
для импульсов управления строчной разверткой положительной полярности (вывод 3): пиковое выходное напряжение 10,5 В; выходное сопротивление фронта 2,5 Ом; выходное сопротивление спада импульса 20 Ом; длительность импульсов управления для тиристорной схемы при напряжении от 9,4 до 12 В 7±1,5 мкс; длительность импульсов управления для транзисторной схемы при напряжении от 0 до 4 В (14+12) мкс; напряжение отключения импульса управления 4 В.

Общие фазовые соотношения: сдвиг фазы между серединой синхроимпульса и серединой импульса обратного хода строчной развертки 2,6±0,7 мкс; регулировка общего фазового соотношения и фронта выходного импульса осуществляется автоматически с помощью фазового компаратора. Если требуется дополнительная подстройка, то необходимо учитывать значение чувствительности регулировки по току $\Delta I/\Delta t$=30 мкА/мкс.

*Генератор* (выводы 14 и 15): пороговое напряжение низкого уровня U=4,4 В, пороговое напряжение высокого уровня $U_{14}$=7,6 В; разрядный ток $I_{14}$=0,47 мА; частота колебаний (при C=4,7 нФ и R=12 кОм) 15,625 кГц; допустимый уход частоты не более ±5 %; чувствительность управления частотой $\Delta f/\Delta I_{15}$==30 Гц/мкА; диапазон регулировки ±10 %; изменение частоты в зависимости от напряжения питания не более ±0,05 %; изменение частоты (при напряжении $U_1 \leqslant 5$ В) не более ±10 %; температурный коэффициент частоты не более $\pm 10^{-4}$ 1/К.

*Фазовый компаратор* (вывод 13): диапазон напряжения управления от 3,8 до 8,2 В; пиковый ток управления $I_{13}$=1,9 ... 2,3 мА; выходной ток в закрытом состоянии (при $U_{13}$=4 ... 8 В) не более 1 мкА; выходное сопротивление (при $U_3$=4 ... 8 В) равно выходному сопротивлению генератора тока, а при 3,8 В$>U_{13}>$$>$8,2 В — выходному сопротивлению эмиттерного повторителя; чувствительность управления 2 кГц/мкс; диапазон захвата и удержания ±780 Гц; допустимое отклонение диапазона захвата и удержания ±10 %.

*Фазовый компаратор и фазосдвигающее устройство* (вывод 5): диапазон управляющего напряжения от 5,4 до 7,6 В; пиковый ток управления $I_5$=±1 мА; выходной ток в закрытом состоянии при напряжении от 5,4 до 7,6 В не более 5 мкА, выходное сопротивление при напряжении от 5,4 до 7,6 В определяется выходным сопротивлением генератора тока, а для 5,4 В$\leqslant U_5 >$7,6 В — 8 кОм; максимальная задержка между фронтом выход-



К174ХА10
а)
К174ХА10
б)
DA
К174ХА10
Вход УПЧ 4М
+9В
Вход
Выход
в)
$P_{вых}$, Вт
$I_п$, мА
$U_п$, В
г)
д)
е)
$U_{вых\ ЧМ}$, мВ
$U_{вых\ АМ}$, мВ
Δf, кГц
$U_{вх}$, мкВ
ж)
з)
и)


Рис. 1 39

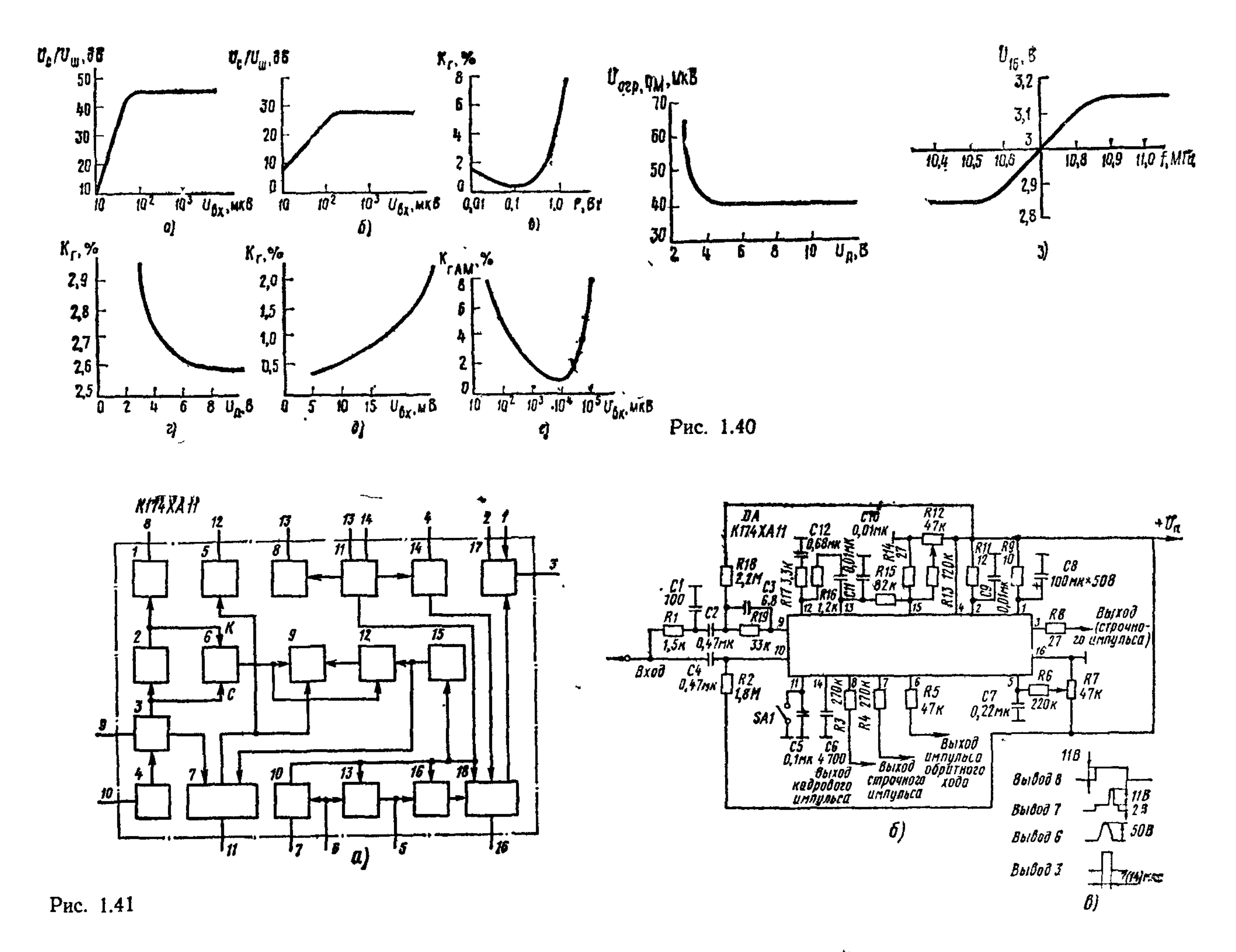


Рис. 1.40

Рис. 1.41

ного импульса и спадом импульса обратного хода 15 мкс; статическая ошибка управления не более 0,2 %.

*Детектор совпадений* (вывод 11): выходное напряжение от 0,5 до 6 В; выходной ток при отсутствии совпадения 0,1 мА, при наличии совпадений минус 0,5 мА.

*Коммутатор постоянной времени* (вывод 12): выходное напряжение 6 В; выходной ток $I_{12}=\pm1$ мА; выходное сопротивление при $U_{11}=2,5 ... 7$ В 100 Ом, при 1,5 В$\geqslant U_{11}>9$ В 60 кОм.

Внутренний генератор импульсов имеет длительность импульса равную 7,5 мкс.

На структурной схеме (рис. 1.41, *а*): 1 — выходной каскад кадрового синхроимпульса; 2 — устройство выделения кадрового синхроимпульса; 3 — амплитудный селектор; 4 — селектор помех; 5 — переключатель постоянной времени фильтра; 6 — стабилизирующее устройство совпадения; 7 — пиковый детектор совпадения $\varphi_3$; 8 — фазовый детектор $\varphi_1$ системы АПЧ; 9 — устройство выделения строчного синхроимпульса; 10 — формирователь стробирующего импульса цветной поднесущей, 11 — задающий генератор; 12 — стабилизирующее устройство совпадения; 13 — фазовый детектор $\varphi_2$ системы АПФ; 14 — переключатель длительности выходного импульса; 15 — генератор тестовых импульсов; 16 — фазовый регулятор; 17 — выходной каскад; 18 — генератор выходного управляющего импульса.

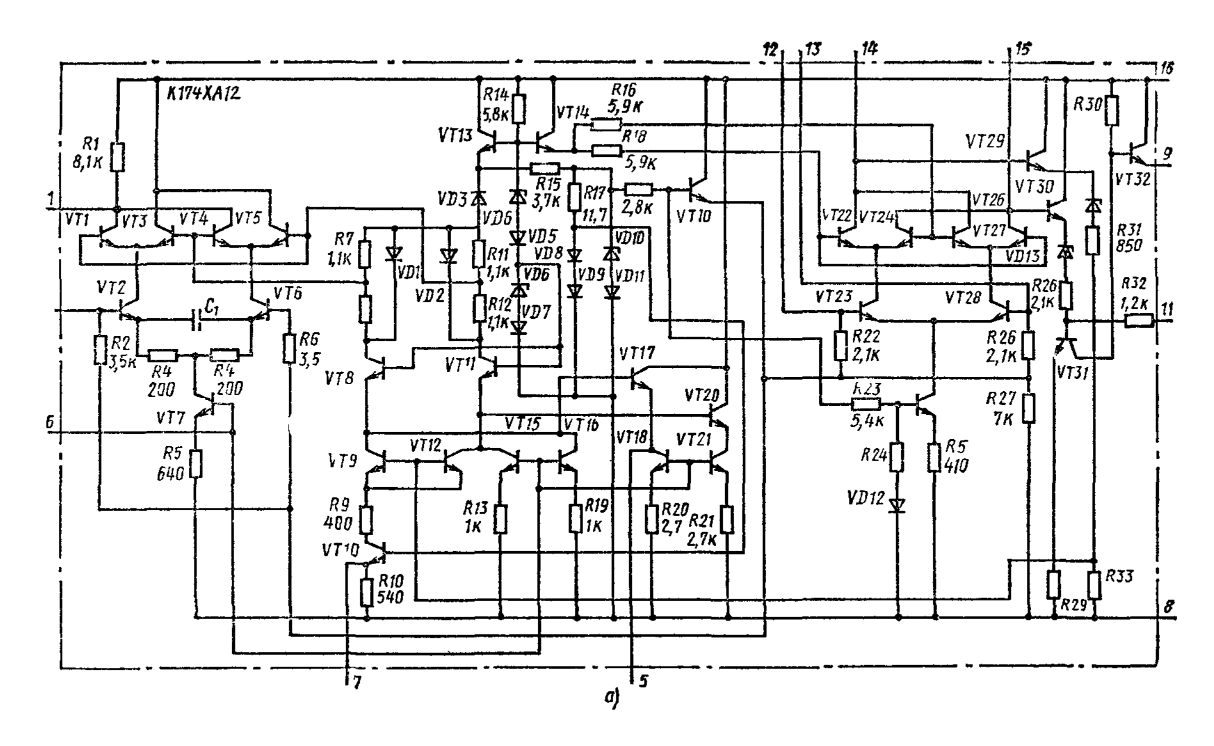
На рис. 1.41, *б* показана схема включения микросхемы. Для получения необходимой полосы пропускания системы ФАПЧ можно менять номиналы элементов R11—R16: С11, С12. Переключатель SA закорачивается при работе телевизора от включения видеомагнитофона. Вывод 4 соединяется с землей при работе с транзисторным выходным каскадом и подключается к источнику питания для работы с тиристорным выходным каскадом строчной развертки.

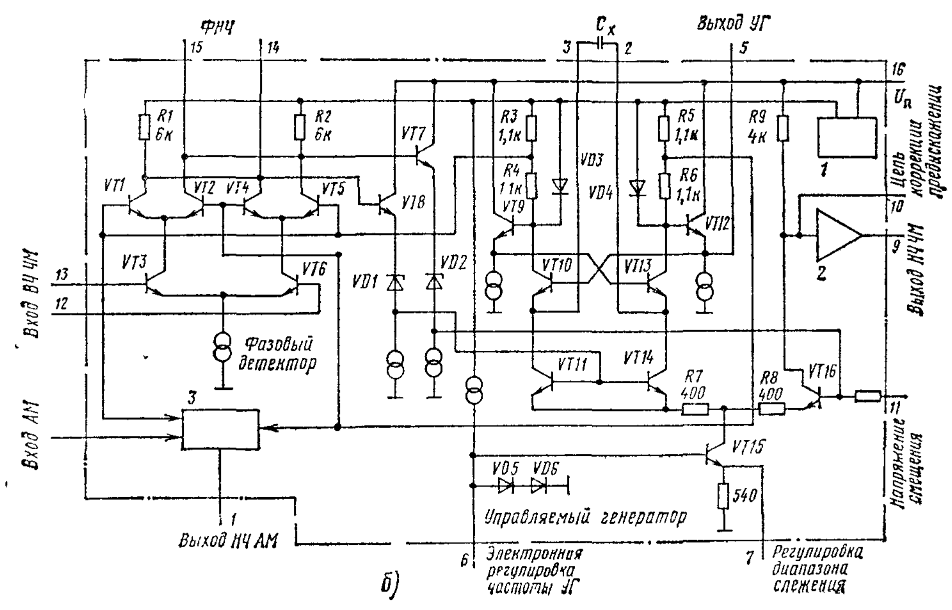
**Управляемый генератор К174ХА12** (рис. 1.42, *а*). Генератор представляет собой универсальную высокочастотную систему ФАПЧ с замкнутым контуром ОС, обеспечивающую независимую регулировку центральной частоты и полосы удержания. Генератор содержит фазовый детектор, управляемый генератор, синхронный детектор, фильтр НЧ, усилитель НЧ.

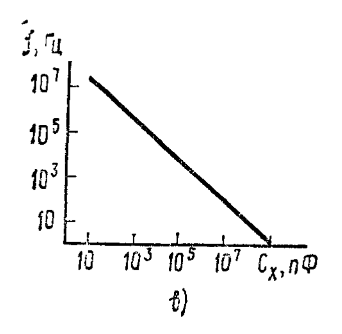
На структурной схеме (рис. 1.42, *б*): 1 — стабилизатор; 2 — усилитель; 3 — синхронный детектор.

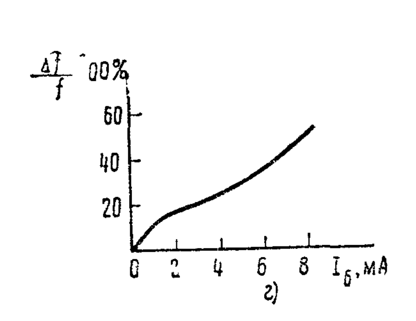
Назначение выводов: 1 — выход НЧ АМ; 2, 3 — подключение внешнего конденсатора в управляемом генераторе; 4 — вход АМ сигнала; 5 — выход управляемого генератора, 6 — электронная регулировка частоты управляемого генератора; 7 — регулировка диапазона слежения; 8 — земля; 9 — выход НЧ ЧМ сигнала; 10 — цепь коррекции предискажений; 11 — напряжение смещения; 12, 13 — вход ВЧ сигнала; 14, 15 — фильтр НЧ; 16 — питание.

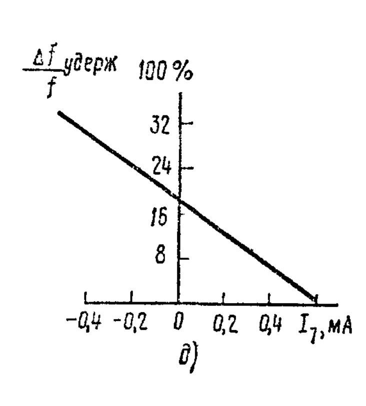
Основные параметры: напряжение питания 18 В$\pm$ $\pm$10 %; ток потребления 13 мА; рабочая частота верхнего предела 15 МГц, нижнего предела 0,1 Гц; стабильность частоты управляемого генератора по температуре $\pm$0,06 %/°С и по питанию $\pm$0,5 %/В; диапазон слежения $\pm$10 %; минимальный входной сигнал 200 мкВ; диапазон питающих напряжений от 15 до 20 В. Для режима ЧМ детектора (при $f=10,7$ МГц, $U_{вх}=10$ мВ,

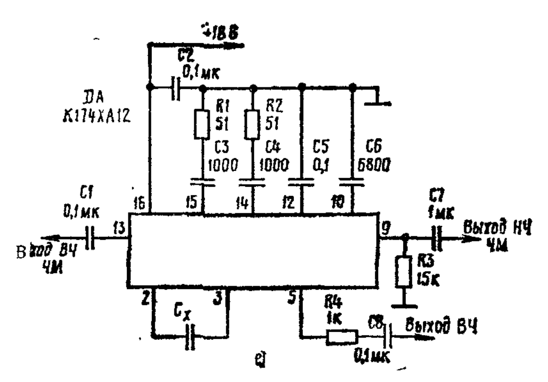

К174ХА12
R1 8,1К
R2 3,5К
R4 200
R5 640
R6 3,5
R7 1,1К
R9 400
R10 540
R11 1,1К
R12 1,1К
R13 1К
R14 5,6К
R15 3,7К
R16 5,9К
R17 11,7
R18 5,9К
R19 1К
R20 2,7
R21 2,7К
R22 2,1К
R23 5,4К
R24
R5 410
R26 2,1К
R27 7К
R29
R30
R31 850
R32 1,2К
R33
C1
VT1 VT2 VT3 VT4 VT5 VT6 VT7 VT8 VT9 VT10 VT11 VT12 VT13 VT14 VT15 VT16 VT17 VT18 VT20 VT21 VT22 VT23 VT24 VT26 VT27 VT28 VT29 VT30 VT31 VT32
VD1 VD2 VD3 VD5 VD6 VD7 VD8 VD9 VD10 VD11 VD12 VD13
1 5 6 7 8 9 11 12 13 14 15 16
а)


ФНЧ
15
14
$C_x$
3
2
Выход УГ
5
16
$U_п$
R1 6к
R2 6к
R3 1,1к
R4 1,1к
R5 1,1к
R6 1,1к
R7 400
R8 400
R9 4к
540
VT1 VT2 VT3 VT4 VT5 VT6 VT7 VT8 VT9 VT10 VT11 VT12 VT13 VT14 VT15 VT16
VD1 VD2 VD3 VD4 VD5 VD6
1
2
3
Цепь коррекции предыскажений
10
9
Выход НЧ ЧМ
Вход ВЧ ЧМ
13
12
Фазовый детектор
Вход АМ
11
Напряжение смещения
Управляемый генератор
1
Выход НЧ АМ
6
Электронная регулировка частоты УГ
7
Регулировка диапазона слежения
б)


f, Гц
$10^7$
$10^5$
$10^3$
10
10
$10^3$
$10^5$
$10^7$
$C_x$, пФ
в)


$\frac{\Delta f}{f}$ 100%
60
40
20
0
2
4
6
8
$I_6$, мА
г)


$\frac{\Delta f}{f}$ удерж 100 %
32
24
16
8
-0,4
-0,2
0
0,2
0,4
$I_7$, мА
д)



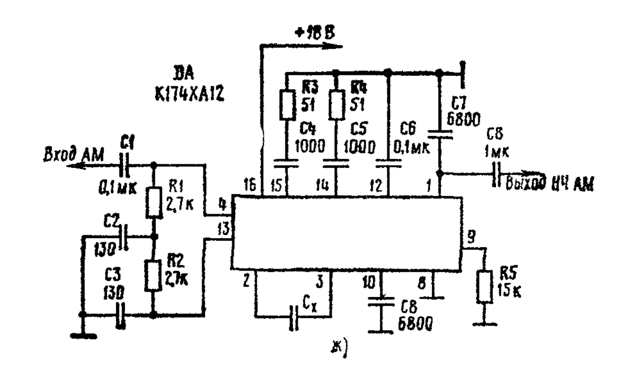




Рис. 1.42

$U_п$= 18 В, $\Delta f=\pm$ 50 кГц, $f_в$=1 кГц): коэффициент ослабления АМ 26 дБ; коэффициент нелинейных искажений 1 %; отношение сигнал-шум 35 дБ; выходное напряжение НЧ 20 мВ, параметры определялись для режима АМ детектора: (при $f_{вх}$=465 кГц, $U_{вх}$=10 мВ, $U_п$=18 В, m=30 %, $f_м$=1 кГц): коэффициент передачи 3 дБ; коэффициент нелинейных искажений 1,5 %; отношение сигнал-шум 40 дБ; входное сопротивление 3 кОм; выходное сопротивление 8 кОм.

Основным блоком в микросхеме является управляемый генератор, от которого зависят такие параметры, как стабильность частоты выходных колебаний в диапазоне питающих напряжений и температуры, линейность модуляционных и демодуляционных характеристик, чистота спектра выходного сигнала, диапазон рабочих частот. Управляемый генератор выполнен в виде эмиттерно-связанного мультивибратора, который работоспособен в широком диапазоне частот. Для минимизации температурного дрейфа частоты в нем предусмотрена температурная компенсация. Частота генератора определяется внешним частотозадающим конденсатором, подключенным к выводам 2 и 3. Схемотехническое построение генератора предусматривает возможность внешнего электронного управления частотой генерации и полосой удержания.

Фазовый детектор построен по схеме двойного балансного перемножителя на дифференциальных усилителях. Фильтр НЧ образован выходным сопротивлением фазового детектора и внешними элементами, подключаемыми к выводам 14 и 15.

На базе микросхемы можно построить высококачественный ЧМ детектор, имеющий высокую линейность и обеспечивающий дополнительное ослабление паразитной АМ на значение более 30 дБ. В микросхеме предусмотрена возможность подключения внешнего конденсатора (вывод 10), образующего совместно с внутренним сопротивлением микросхемы цепь коррекции предыскажений и обеспечивающего дополнительную фильтрацию несущей частоты. При использовании микросхемы в режиме следящего фильтра выходной сигнал управляемого генератора снимается с вывода 5 через развязывающий резистор сопротивлением не менее 1 кОм. Наличие синхронного детектора позволяет использовать микросхему в режиме синхронного АМ детектора, имеющего нелинейные искажения не более 1 % и обеспечивающего высокую помехоустойчивость. Для фильтрации ВЧ составляющих к выходу синхронного детектора подключается внешний конденсатор, который совместно с выходным сопротивлением детектора определяет полосу пропускания звуковых частот АМ тракта. При работе в режиме синхронного АМ детектора сигналы на входах фазового и синхронного детекторов должны быть сдвинуты по фазе относительно друг друга на 90°. Сдвиг фаз достигается с помощью внешнего фазовращателя, реализованного в простейшем случае на RC звеньях.

На рис. 1.42, *в* приведена зависимость частоты управляемого генератора от внешней емкости. Относительное изменение частоты генератора от управляющего тока по выводу 6 показано на рис. 1.42, *г*. Влияние управляющего тока вывода 7 на частоту генератора показано на рис. 1.42, *д*.

На рис. 1.42, *е* приведена схема включения микросхемы в режим ЧМ детектора. В этом режиме максимальный коэффициент ослабления паразитной АМ достигается при уровне входного сигнала от 1 до 5 мВ; при уровне входного сигнала менее 200 мкВ наблюдается ухудшение отношения сигнал-шум. В режиме синхронного АМ детектора (рис. 1.42, *ж*) оптимальным является диапазон входных сигналов от 50 до 150 мВ, при котором коэффициент гармоник составляет менее 1 %. При увеличении уровня входного сигнала до 300 мВ нелинейные искажения могут возрасти до 10 %.

**Генератор К174ГФ1** (рис. 1.43, *а*). Он предназначен для применения в качестве задающих генераторов строчной развертки в телевизионных приемниках с системой АПЧФ и в качестве генератора широтно-импульсной модуляции для импульсных стабилизаторов напряжения.

Основные параметры генератора: напряжение питания 12 В; ток потребления 20 мА; частота генерации 15,625 кГц; амплитуда выходных импульсов 4 В; длительность выходных импульсов от 15 до 25 мкс; полоса захвата — ±500 Гц.

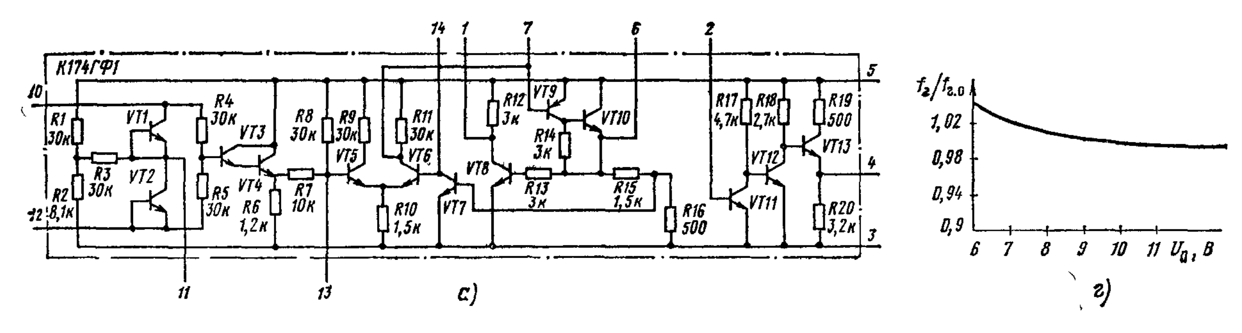
На рис. 1.43, *б* приведена схема включения микросхемы в качестве генератора строчной развертки, а на рис. 1.43, *в* показаны формы сигналов этого генератора. Зависимость частоты генератора от изменения питающего напряжения дана на рис. 1.43, *г*.

**Формирующий генератор К174АФ1** (рис. 1.44, *а*). Он предназначен для обеспечения синхронизации и формирования импульсов строчной развертки телевизионных приемников черно-белого и цветного изображения и для видеотерминалов.

На структурной схеме (рис. 1.44, *б*): *1* — выходной каскад; 2 — генератор импульсов строчной частоты; 3 — устройства формирования выходного импульса; 4 — фазовый дискриминатор АПЧФ генератора; 5 — фазовый дискриминатор для автоподстройки фазы выходного импульса; 6 — детектор совпадения переключения полосы АПЧФ; 7 — амплитудный селектор; 8 — устройство защиты от импульсных помех.

Назначение выводов: 1 — питание; 2 — выход положительного импульса; 3 — вход формирователя; 4 — выход фазового детектора; 5 — вход положительного импульса фазового детектора; 6 — вход частотного детектора; 7 — выход фазового детектора; 8 — вход видеосигнала; 9 — вход импульса синхронизации; 11 — выход переключателя; 12 — выход частотного детектора.

Основные параметры генератора: напряжение питания 12 В; ток потребления от 34 до 56 мА; амплитуда полного синхроимпульса (при входном видеосигнале



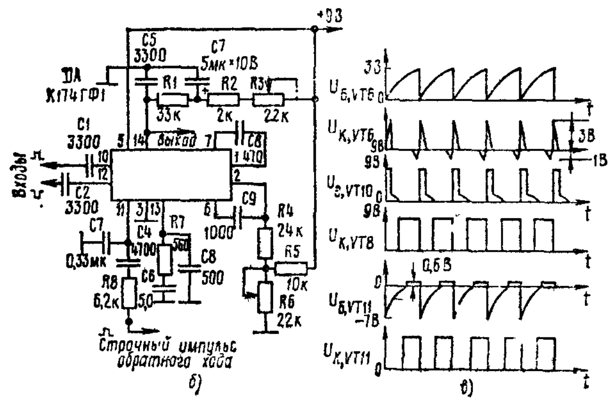




Рис. 1.43

$U_{вх}=1$ В) 8 В; длительность выходного строчного импульса (при сдвиге фаз между импульсами обратного хода строчного импульса для 15 мкс) 12...17 мкс, для нулевого фазового сдвига 26...32 мкс; полоса захвата ±700 Гц; напряжение на выводе 5 3 В; размах полного видеосигнала отрицательной полярности на выходе от 1 до 6 В; длительность выходного строчного импульса от 12 до 32 мкс (устанавливается напряжением на выводе 3 соответственно от 4 до 9 В для режима синхронизации).

Схема включения генератора показана на рис. 1.44, *в*. На рис. 1.44, *г* показана схема модуля синхронизации и управления строчной разверткой. Модуль собран на микросхеме и двух транзисторах. На вход 1 поступает суммарный синхросигнал. В микросхеме он ограничивается. С помощью цепей R3, C3 и R5, C5 происходит разделение синхросигнала на кадровый и строчные синхроимпульсы. Выделенные строчные синхроимпульсы приходят на устройство АПЧФ (вывод 13), где их частота следования сравнивается с частотой и фазой колебаний задающего генератора. С выхода устройства АПЧФ (вывод 12) управляющее напряжение поступает на фильтр НЧ R13, R14, C9, к которому с помощью коммутатора (вывод 11) может подключаться цепь R12, C10. Подключением цепи управляет устройство сравнения, на которое воздействуют синхроимпульсы амплитудного селектора и импульсы обратного хода, снимаемые с одной из обмоток выходного строчного трансформатора. При переключении на какую-нибудь программу телевизионного приемника происходит настройка задающего генератора строчной развертки на частоту следования синхроимпульсов принимаемого сигнала. Для настройки полоса захвата устройства АПЧФ должна быть широкой, так как разность частот следования синхроимпульсов и колебаний генератора может быть большая. В этом случае цепь R12, C10 отключена от фильтра НЧ.

При совпадении частоты и фазы синхроимпульсов и импульсов обратного хода коммутатор подключает цепь R12, C10 к фильтру НЧ на выходе устройства АПЧФ. Это приводит к увеличению постоянной времени, уменьшению полосы захвата и повышению помехоустойчивости приема.

Выходное напряжение устройства АПЧФ и постоянное напряжение с резистора R18, которым регулируется частота строк, поступают на вывод 15 и определяют частоту колебаний задающего генератора. Пилообразное напряжение, создаваемое генератором, преобразуется в формирователе в узкие прямоугольные импульсы (вывод 2).

Второе устройство АПЧФ микросхемы дополнительно сравнивает частоту и фазу колебаний задающего генератора с частотой и фазой импульсов обратного хода. В результате двойного сравнения на выводе 4 появляется управляющее напряжение, которое через фильтр НЧ R8, C7 воздействует на формирователь импульсов управления. С резистора R10 на формирователь поступает постоянное напряжение, необходимое для точной установки фазы колебаний, вырабатываемых строчной разверткой. Импульсы управления усиливаются в микросхеме и транзисторами VT1 и VT2. Дифференцирующая цепь R20, C14 формирует из них положительные импульсы длительностью 5...8 мкс.

**Формирователь цветности К174АФ5** (рис. 1.45, *а*). Он предназначен для получения сигналов RGB в цветных телевизорах и видеотерминалах. Формирователь содержит следующие устройства: 1 — цепь фиксации постоянных уровней (R—Y), (G—Y), (B—Y); 2 — цепи матрицирования сигналов R, Y, B; 3 — усилители сигналов R, Y, B, коэффициент усиления которых регулируется постоянным напряжением; 4 — выходные дифференциальные усилители, позволяющие включить каскады подачи сигналов на кинескоп в петлю отрицательной ОС.

Назначение выводов: 1 — вход Y; 2 — вход (R—Y); 3 — установка усиления R; 4 — вход (G—Y); 5 — установка усиления G; 6 — вход (B—Y); 7 — установка усиления B; 8 — вход импульса; 9 — питание; 10 — выход B; 11 — вход отрицательной ОС канала B; 12 — выход G; 13 — вход отрицательной ОС канала G; 14 — выход R; 15 — вход отрицательной ОС канала R; 16 — общий провод.

Основные параметры формирователя: напряжение питания 12 В±10 %; ток потребления от 30 до 80 мА; полоса пропускания $\Delta f_{Y,R}=\Delta f_{Y,G}=\Delta_{Y,B}=6$ МГц; полоса пропускания $\Delta f_{R-Y,R}=\Delta f_{G-Y,G}=\Delta f_{B-Y,B}=1{,}5$ МГц; коэффициент усиления $K_{Y,Y,B}=K_{Y,Y,G}=K_{Y,Y,B}=$ $=09...1{,}1$.

Параметры в статическом режиме: напряжения на выводе 9 15 В; на выводе 1 от 0 до 15 В; на выводах 3, 5, 7 от 0 до 15 В; на выводах 2, 4, 6 от 0 до 15 В, на выводе 8 15 В; на выводе 10 минимальное напряжение равно напряжению на выводе 11, в максимальное 15±3 В; на выводе 12 минимальное напряжение равно напряжению на выводе 13, а максимальное 15...18 В; на выводе 14 — минимальное напряжение равно напряжению на выводе 15, а максимальное 15...18 В; на выводах 11, 13, 15 от 4, 5 до 15 В; ток на выводе 8 1 мА.

Динамические параметры формирователя при $U_0=$ $=12$ В и $U_i=1{,}5$ В:

а)

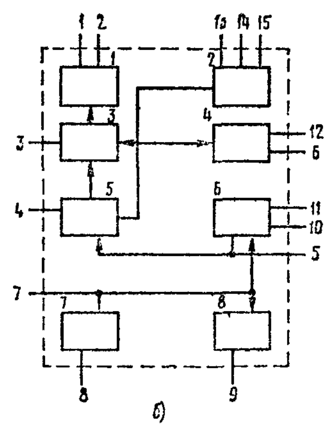
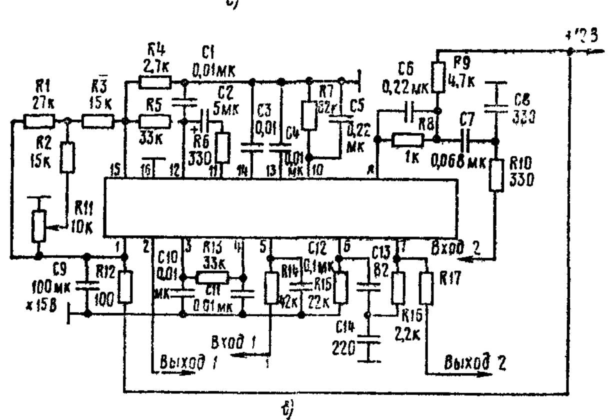
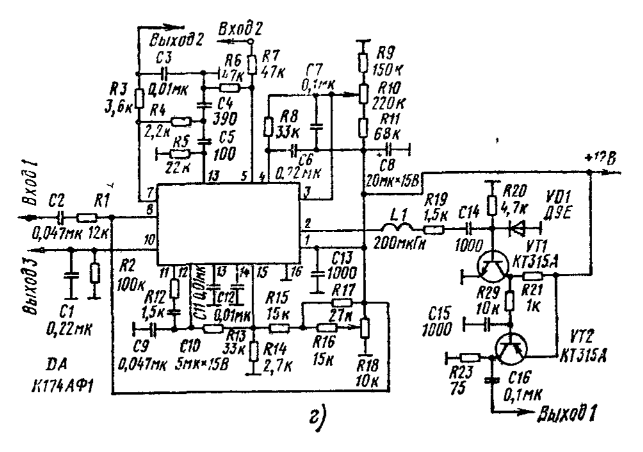
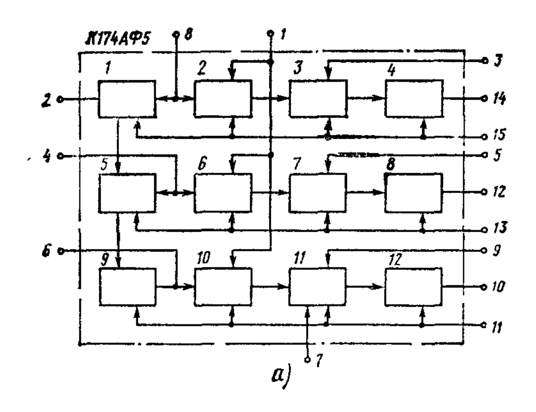
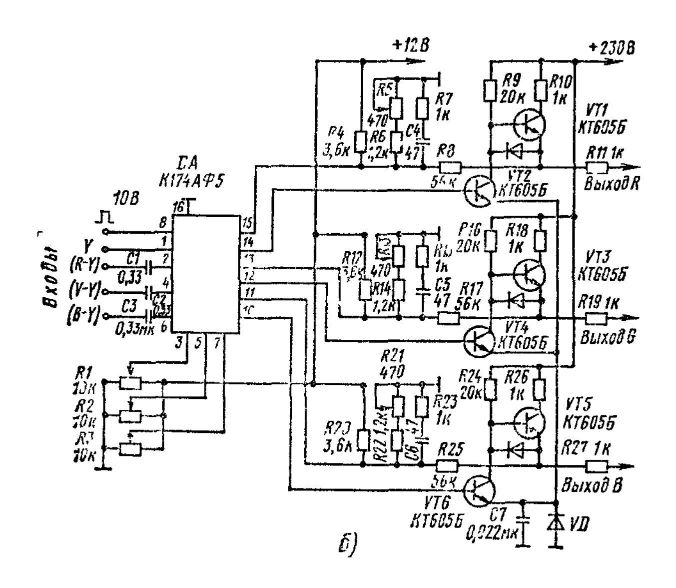

б)

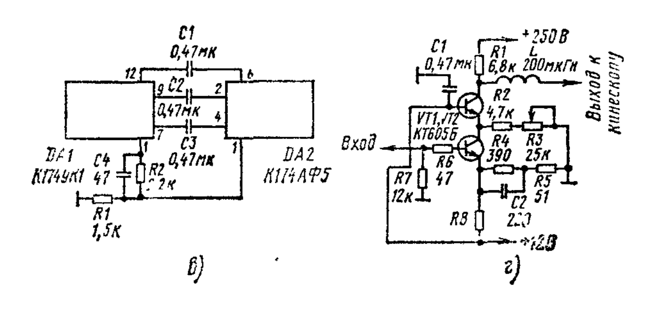
Рис. 1.44


Вход 1
Выход 1
Вход 2
Выход 2
в)


Вход 1
Вход 2
Выход 1
Выход 2
Выход 3
DA
К174АФ1
г)







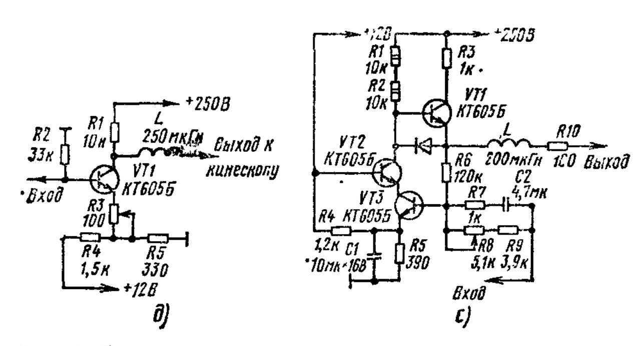


Рис. 1.45

вход яркостного сигнала Y (вывод 1); уровень черного $U_Y = U_1 = 1{,}5$ В; полный размах амплитуды входного сигнала 1 В; входное сопротивление вывода 1 свыше 100 кОм;

входы цветоразностных сигналов (выводы 2, 4, 6): полный размах амплитуды входных сигналов $U_{R-Y} = U_2 = 1{,}4$ В; $U_{V-Y} = U_Y = 0{,}82$ В; $U_{B-Y} = U_6 = 1{,}78$ В; входные токи $I_2 = I_4 = I_6$ от 2 до 4 мкА;

вход импульса фиксации и отрицательной обратной связи по постоянному току (вывод 8): входное напряжение при работе цепи фиксации $U_8 = 6{,}5 \ldots 12$ В, при отсутствии фиксации $U_8 = 0 \ldots 5{,}5$ В; входной ток при работе цепи фиксации $I_8 = 1$ мкА, при отсутствии цепи фиксации $I_8 = 20$ мкА;

входы сигнала отрицательной обратной связи (выводы 11, 13, 15): постоянный уровень в течение времени фиксации $U_{11} = U_{13} = U_{15} = 6$ В;

вход регулировки динамического коэффициента усиления (выводы 3, 5, 7) диапазон изменения напряжения регулировки $U_3 = U_5 = U_7 = 0 \ldots 10$ В; напряжение при номинальном коэффициенте усиления 5 В; номинальный коэффициент усиления по напряжению между входами яркостного сигнала (вывод 1) или цветоразностных сигналов (выводы 2, 4, 6) и входами сигнала отрицательной обратной связи (выводы 11, 13, 15) равен единице. При этом выводы 11, 13, 15 не связаны, коэффициент усиления имеет номинальное значение. Диапазон регулировки указанных коэффициентов усиления при $U_3 = \pm 5$ В $\pm 3$ дБ; крутизна передаточной характеристики входных дифференциальных усилителей 20 мА/В; сопротивление нагрузки выводов 10, 12, 14 680 Ом. (Эти сопротивления обычно включены последовательно с диодом, который их отключает при $U_{10} = U_{12} = U_{14} \geqslant U_9$. В этом случае требуемое внешнее сопротивление нагрузки должно быть рассчитано для получения номинального тока 4,4 мА.)

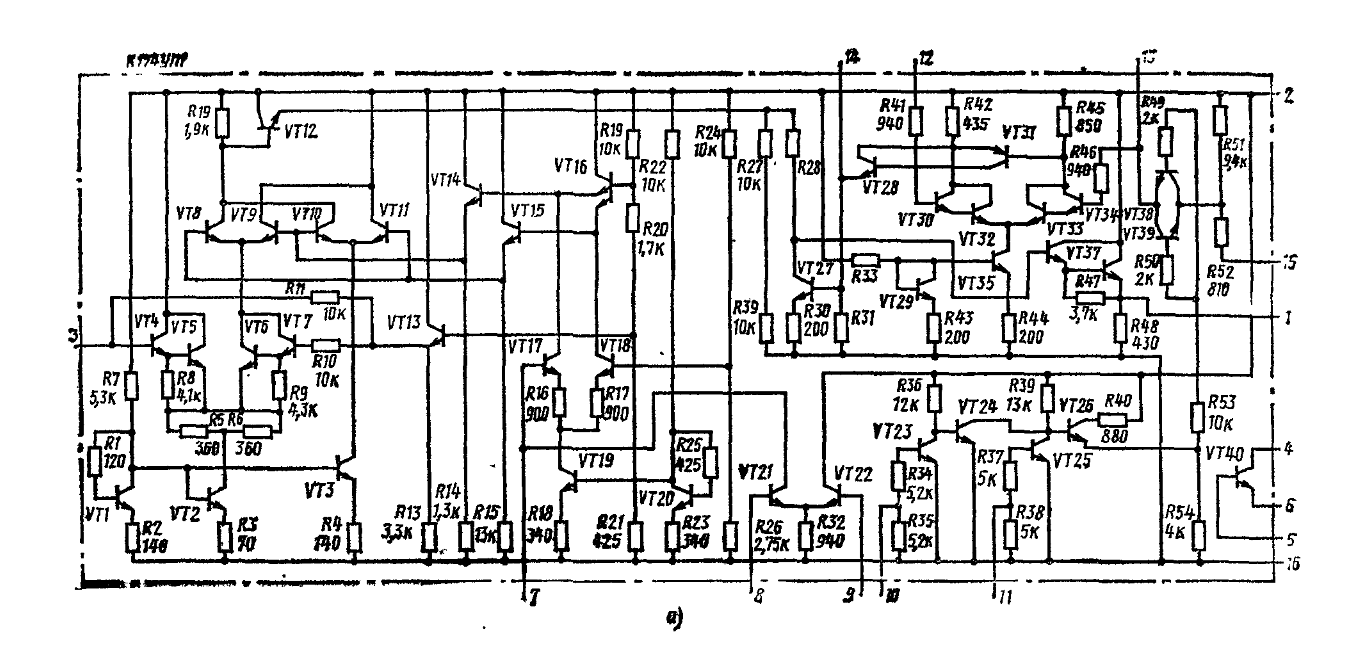
На рис. 1.45, *б* показана схема включения формирователя совместно с выходными усилителями. На рис. 1.45, *г—е* приведены схемы выходных каскадов, которые с успехом могут быть использованы для передачи цветовых сигналов на индикатор. Электрическая связь микросхемы К174АФ5 с микросхемой К174УК1 показана на рис. 1.45, *в*.

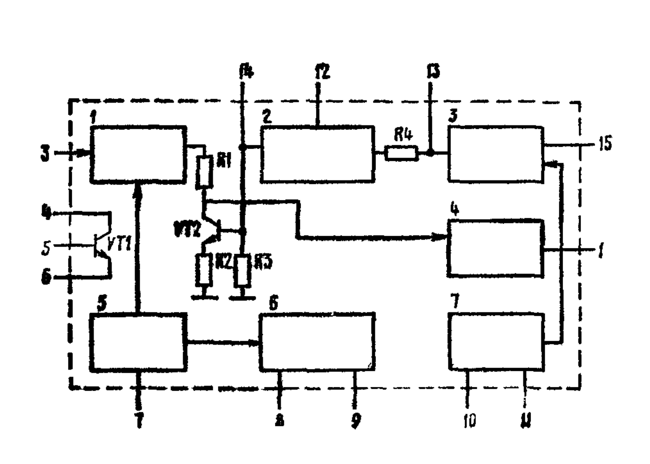
**Усилитель яркости К174УП1** (рис. 1.46, *а*). Он предназначен для усиления яркостного сигнала, электронной регулировки размаха выходного сигнала, привязки и регулировки уровня черного в мониторах различного назначения.

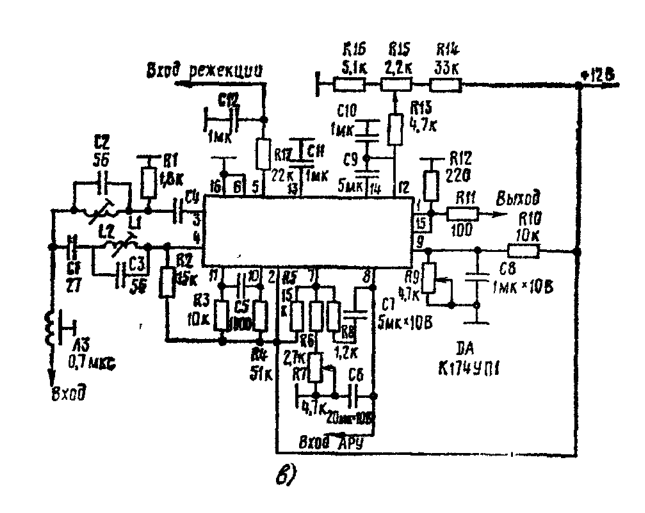
На структурной схеме (рис. 1.46, *б*): 1 — дифференциальный видеоусилитель; 2 — каскад регулировки яркости; 3 — каскад привязки к уровню «черного»; 4 — выходной каскад; 5 — устройство регулировки контрастности; 6 — ограничитель тока; 7 — каскад строчной синхронизации.

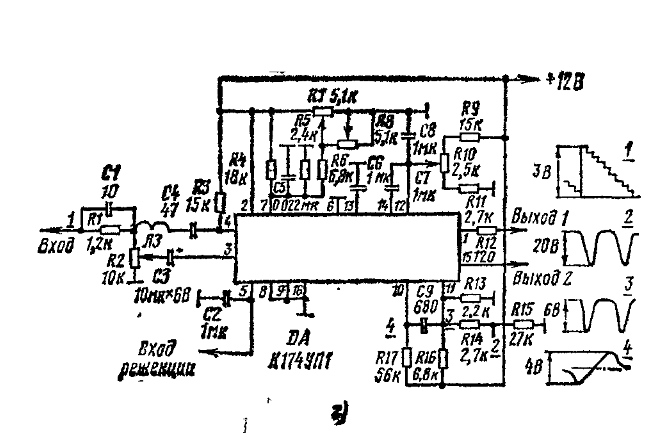
Назначение выводов: 1 — выход; 2 — питание; 3 — вход; 4—6 — коллектор, база, эмиттер транзистора; 7 — регулировка контрастности; 8, 9 — ограничение токов лучей кинескопа; 10, 11 — вход строчного импульса; 12 — регулировка яркости; 13 — вывод обратной связи; 14 — вывод обратной связи яркостного сигнала; 15 — выход; 16 — общий провод.

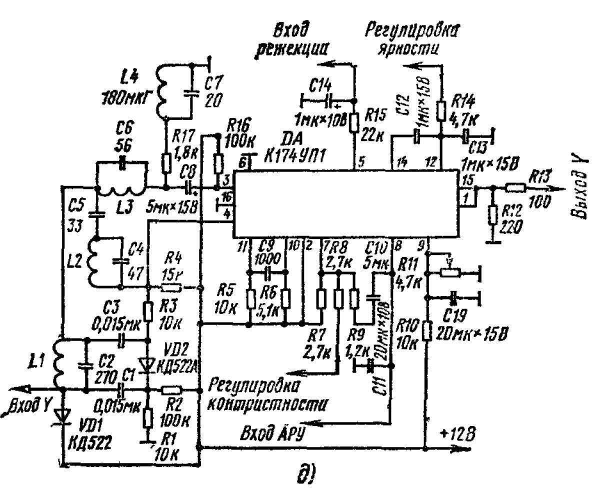
Основные параметры усилителя яркости: напряжение питания от 11,4 до 15 В; ток потребления от 16 до 34 мА; изменение уровня черного при изменении сюжета изображения и при регулировке контрастности (при изменении напряжения на выводе 7 от 1,8 до 3,2 В) 20 мВ; коэффициент усиления (при напряжении на выводе 7 3,2 В) от 2 до 2,8; полоса пропускания (по уровню 3 дБ) 6 МГц; амплитуда стробирующего импульса (на выводе 11) 5 В; диапазон регулировки уровня «черного» от 1,2 до 3,7 В; полный размах входного видеосигнала (по выводу 3) 1,2 В, напряжение на выводах 1,6 4,2 В; входное напряжение на выводах 8 и 9 от 1,6 до 2,4 В; напряжение на выводе 12 от 1 до 4,9 В; сопротивление внешнего резистора между выво-

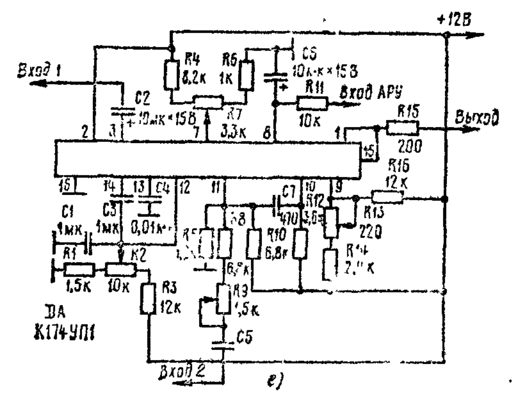

К174УП1
VT12
R19 1,9К
VT8 VT9 VT10 VT11
VT4 VT5 VT6 VT7
R11 10К
R10 10К
R8 4,1К
R9 4,3К
R5 R6 360 360
R7 5,3К
R1 120
VT1 VT2 VT3
R2 140
R3 70
R4 140
VT13 VT14 VT15 VT16
R13 3,3К
R14 1,3К
R15 13К
R22 10К
R20 1,7К
VT17 VT18
R16 900
R17 900
VT19 VT20
R18 340
R21 425
R23 340
R25 425
R24 10К
R27 10К
R28
R39 10К
VT21 VT22
R26 2,75К
R32 940
VT27 VT28 VT29
R33
R30 200
R31
R41 940
R42 435
VT31 VT30 VT32 VT33 VT34 VT35 VT37 VT38 VT39
R45 850
R46 940
R43 200
R44 200
R47 3,7К
R48 430
R49 2К
R50 2К
R51 9,4К
R52 810
R36 12К
R39 13К
VT24 VT23 VT26 VT25
R40 880
R34 5,2К
R35 5,2К
R37 5К
R38 5К
R53 10К
R54 4К
VT40
а)


R1
R4
VT2
R2 R3
VT1


Вход режекции
R16 5,1К
R15 2,2К
R14 33К
+12В
C12 1мк
C10 1мк
R13 4,7К
C2 56
R1 1,6К
R17 22К
C11 1мк
C9 5мк
R12 220
L1
C4
L2
C3 56
C1 27
R2 15К
R3 10К
C5 1000
R4 51К
R11 100
Выход
R10 10К
R9 4,7К
C8 1мк×10В
C7 5мк×10В
R5 15К
R6 2,7К
R8 1,2К
R7 4,7К
C6 20мк×10В
Л3 0,7 мкс
Вход
Вход АРУ
DA К174УП1
в)


+12В
R7 5,1К
R5 2,4К
R8 5,1К
C8 1мк
R9 15К
R6 6,8К
C6 1мк
C7 1мк
R10 2,5К
R11 2,7К
R12 120
R4 18К
C1 10
C4 47
R3 15К
R1 1,2К
Л3
R2 10К
C3 10мк×6В
C2 1мк
Вход
Вход режекции
DA К174УП1
C9 680
R13 2,2К
R14 2,7К
R15 27К
R17 56К
R16 6,8К
Выход 1
Выход 2
3В
20В
6В
4В
г)


Вход режекции
Регулировка яркости
L4 180мкГ
C7 20
C6 56
R17 1,8К
R16 100К
DA К174УП1
C14 1мк×10В
R15 22К
C12 1мк×15В
R14 4,7К
C13 1мк×15В
R13 100
Выход Y
R12 220
C8 5мк×15В
C5 33
L3
L2
C4 47
R4 15К
R3 10К
C3 0,015мк
C9 1000
R5 10К
R6 5,1К
R8 2,7К
C10 5мк
R11 4,7К
R7 2,7К
R9 1,2К
C11 20мк×10В
R10 10К
C19 20мк×15В
L1
C2 270
C1 0,015мк
VD2 КД522А
R2 100К
R1 10К
VD1 КД522
Вход Y
Регулировка контрастности
Вход АРУ
+12В
д)



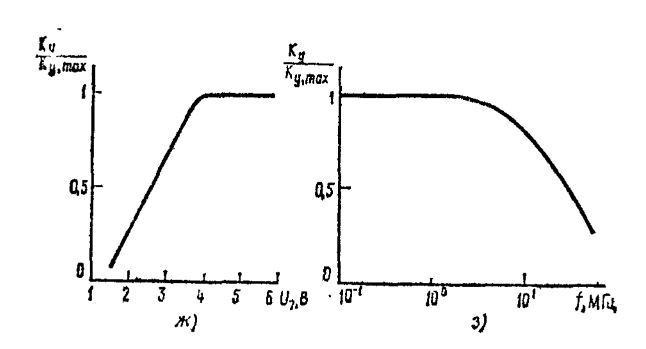





Рис. 1.46

дами 1 и 16 200 Ом; коэффициент нелинейных искажений (при напряжении питания 11,4 В) 5 %; увеличение выходного сигнала при изменении сигнала на входе на 400 мВ от 800 до 1120; изменение уровня «черного» при регулировке контрастности 20 мВ; диапазон регулировки контрастности от 4 до 6; нелинейность характеристики регулирования контрастности 0,1.

На рис. 1.46, *в* показана схема видеоусилителя канала У. Контур L1C2 настраивается на частоту 4,02 МГц, L2C4 — на частоту 4,67 МГц, L3C6 — на частоту 6,5 МГц. При отсутствии входного сигнала на выводах имеются следующие напряжения: на выводе 1 2 В; на выводе 2 12 В; на выводе 3 4 В; на выводе 4 0,1 В; на выводе 5 1,1 В; на выводе 6 0 В; на выводе 7 2,4 В; на выводе 8 1,2 В; на выводе 9 2 В; на выводе 10 0,85 В; на выводе 11 10,5 В; на выводе 12 1,2 В; на выводе 13 2,5 В; на выводе 14 1,1 В; на выводе 15 2 В; на выводе 16 0 В.

На рис. 1.46, *г* изображена схема включения микросхемы в качестве видеоусилителя. В характерных точках показаны эпюры сигналов. На рис. 1.46, *д* приведен другой вариант видеоусилителя. Здесь регулировка яркости осуществляется с помощью потенциометра R15. Контрастность регулируется потенциометром R7. Аналогичная схема приведена на рис. 1.46, *е*, где используется дополнительный сигнал на выводе 11 — строчный импульс для стробирования видеоусилителя. В приведенных устройствах относительный коэффициент усиления микросхемы зависит от управляющего напряжения на выводе 7 при $U_5 = 1$ В (рис. 1.46, *ж*). Зависимость относительного коэффициента усиления от частоты приведена на рис. 1.46, *з*.

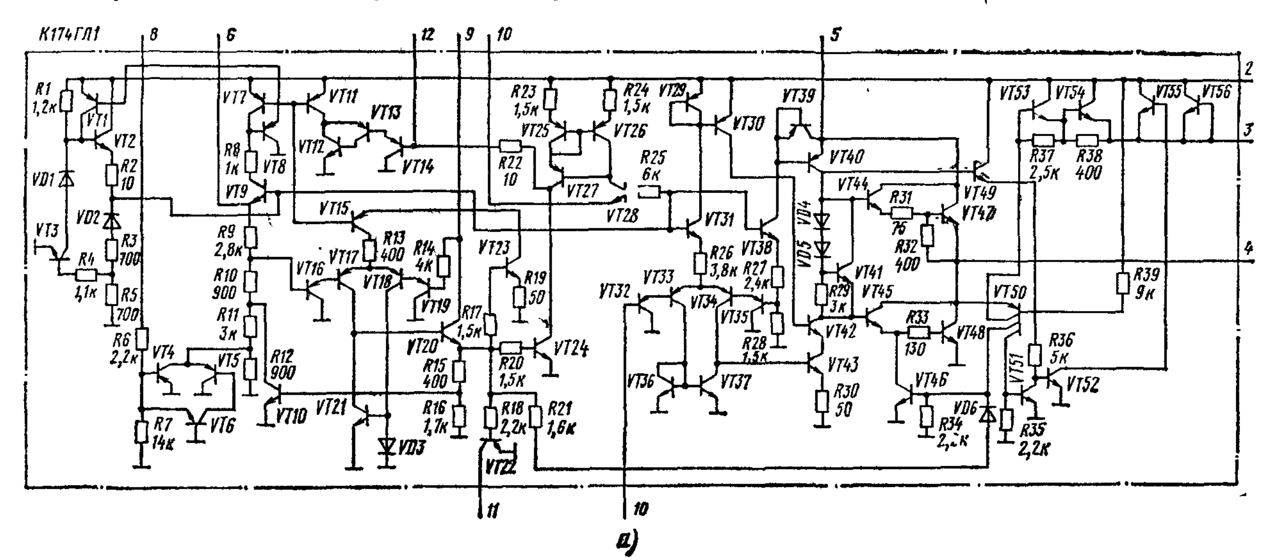
**Генератор кадровой развертки К174ГЛ1** (рис. 1.47, *а*). Он предназначен для обеспечения кадровой развертки в телевизионных приемниках и видеотерминалах с кадровыми катушками сопротивлением 10 Ом и индуктивностью 20 мГц.

На структурной схеме (рис. 1.47, *б*): 1 — генератор; 2 — стабилизатор напряжения; 3 — устройство формирования обратного хода; 4 — усилитель мощности; 5 — усилитель синхроимпульсов; 6 — генератор пилообразного сигнала; 7 — буферный каскад; 8 — усилитель.

Основные параметры генератора: напряжение питания 25 В (—10 %, +5 %); ток потребления 180 мА; ток в нагрузке для К174ГЛ1 1,5 А, для К174ГЛ1А 1,06 А; время обратного хода для К174ГЛ1 0,9 мс, для К174ГЛ1А 0,6 мс; выходное напряжение от 9 до 15 В; диапазон перестройки частоты внутреннего генератора от 28 до 66 Гц; диапазон устойчивой синхронизации от 44 до 50 Гц; нелинейные искажения ±9 %.

Микросхема К174ГЛ1А отличается от К174ГЛ1 отсутствием внутри схемы генератора обратного хода.

На рис. 1.47, *в* показана схема включения генератора. Частота собственных колебаний генератора определяется номиналами конденсатора C1 и резисторов R1 и R2. Уход частоты собственных колебаний генератора не более ±2 %. Изменение периода колебаний при прогреве составляет ±0,15 %. Устройство синхронизации поз-



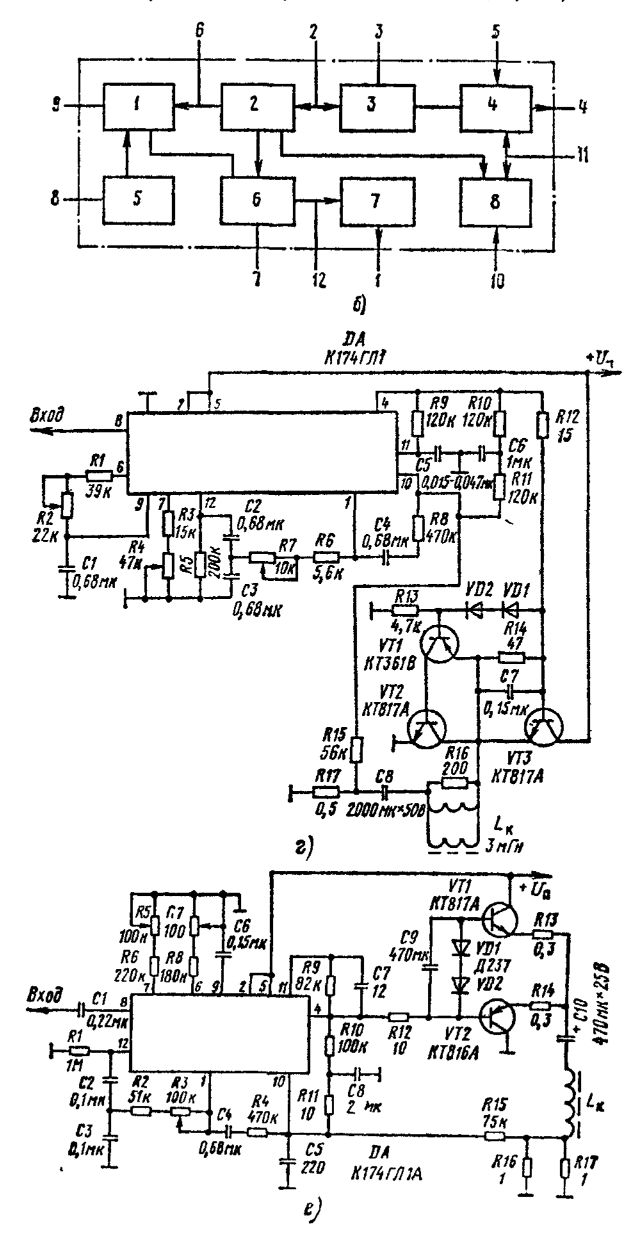
воляет синхронизировать генератор импульсами положительной и отрицательной полярности.

Амплитуда синхроимпульса на выводе 8 должна быть не менее 1 В. Синхронизацию генератора можно также осуществить и непосредственно на конденсаторе С1. С выхода задающего генератора импульсный сигнал подается на устройство формирования управляющего сигнала. Последовательно включенные конденсаторы С2 и С3 заряжаются от источника стабильного тока (вывод 12). В результате на выводе 12 формируется пилообразное напряжение высокой линейности. Размах его можно регулировать резистором R4. Пилообразное напряжение с помощью цепи R6 и R7 преобразуется в параболическую форму. Изменение формы сигнала осуществляется резистором R7. Управляющий сигнал подается на вывод 10 предварительного усилителя. Сигнал ОС формируется на резисторе R10, включенном последовательно с кадровыми отклоняющими катушками, и поступает вновь на вывод 10 через резистор R9. Постоянное напряжение на выводе 4 определяется делителями R9, R10 и R11, R12. Элементы R15, С8, VD1 относятся к формирователю обратного хода. Во время прямого хода конденсатор С8 заряжается. Импульс положительной полярности, возникающий на кадровых отклоняющих катушках, во время обратного хода проходит через конденсатор С8 на катод диода VD1. Диод закрывается, отключая при этом источник напряжения питания от вывода 5. С этого момента питание выходного каскада кадровой развертки осуществляется примерно удвоенным напряжением, источника питания. Размах выходного пилообразного тока 1,5 А обеспечивается при размахе входного сигнала 1 мВ. Стабилизация рабочей точки усилителя достигается отрицательной ОС с вывода 4 на вывод 10.

На рис. 1.47, *г* показано подключение выходных транзисторов кадровой развертки к микросхеме. Устройство работает на отклоняющую систему индуктивностью 3 мГн и сопротивлением 2,3 Ом. С помощью потенциометра R2 можно регулировать частоту, потенциометром R4 — амплитуду, потенциометром R7 — линейность кадровых сигналов.

На рис. 1.47, *д* показана схема кадровой развертки для отклоняющей системы с углом отклонения 90°. Параметры кадровых катушек следующие: $R=7$ Ом; $L=17$ мГн, $I_к=1{,}25$ А.

В схеме кадровой развертки для телевизора «Электроника Ц-260» (рис. 1.47, *е*) выходной каскад построен по двухтактной схеме. Стабильное напряжение смещения обеспечивается включением между базами выходных транзисторов двух диодов. Чтобы на входы обоих плеч



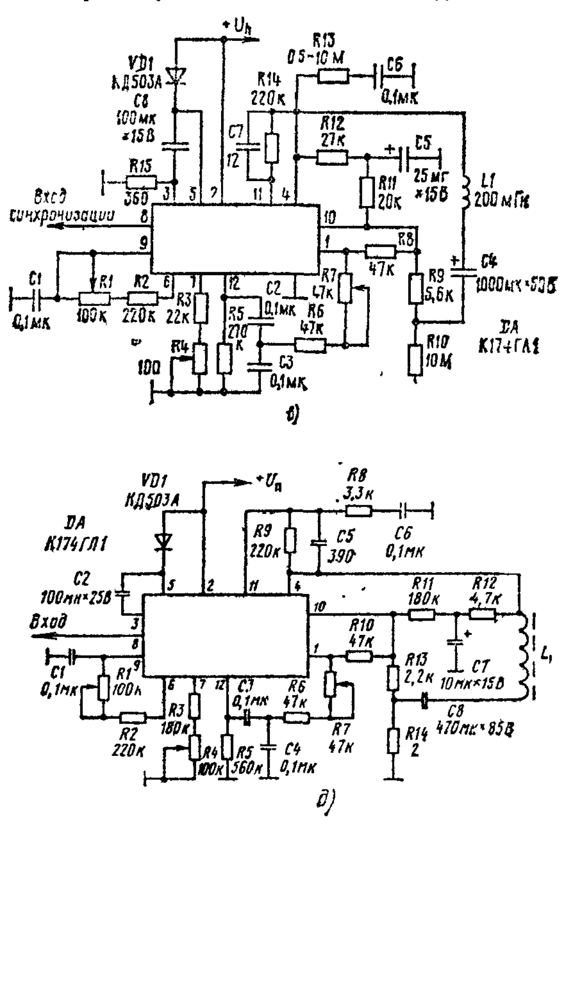
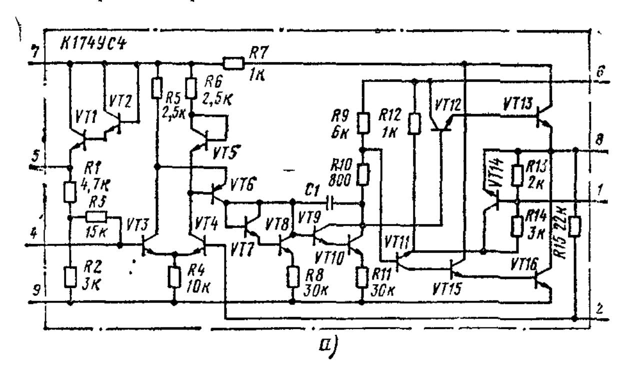
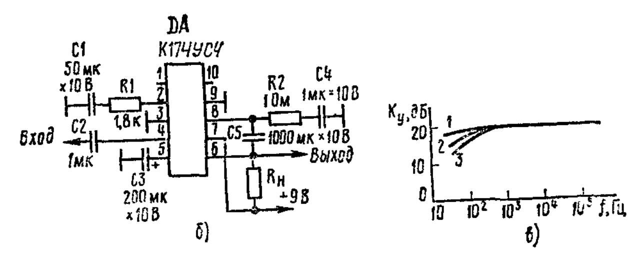




Рис. 1.47

выходного каскада поступал управляющий сигнал одинакового размаха, диоды зашунтированы по переменному току конденсатором 470 мкФ. В эмиттерные цепи транзисторов выходного каскада включены резисторы R13, R14, которые осуществляют отрицательную ОС по току и тем самым стабилизируют режим работы выходного каскада.

**Усилитель мощности К174УС4** (рис. 1.48, *а*). Входной каскад усилителя построен по дифференциальной схеме на транзисторах VT3 и VT4. Постоянное смещение





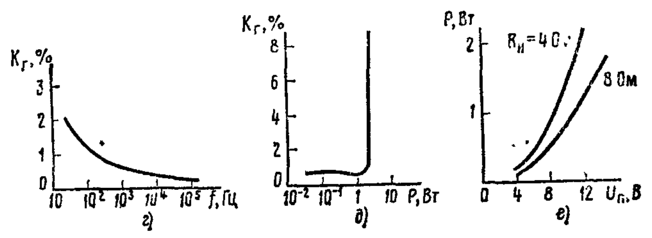


Рис. 1.48

в базу транзистора VT3 задается резистором R7. Температурная стабилизация напряжения смещения осуществляется транзисторами VT1 и VT2. Выходной сигнал дифференциального каскада снимается через транзистор VT6. В коллекторную цепь этого транзистора включена термостабилизированная нагрузка, которая выполнена на транзисторах VT7 и VT8. Далее сигнал поступает на составной каскад (транзисторы VT9 и VT10). Этот каскад выполняет функции преобразователя постоянного уровня.

Выходной каскад микросхемы построен на составных эмиттерных повторителях (транзисторы VT12, VT13 и VT11, VT15, VT16), работающих в двухтактном режиме. Порог открывания эмиттерных повторителей устанавливается напряжением на резисторе 800 Ом. Нелинейные искажения, связанные со ступенькой в выходном сигнале, уменьшаются отрицательной ОС через резистор 22 кОм в базе транзистора VT4.

Основные параметры усилителя: напряжение питания 9 В; ток потребления при отсутствии входного сигнала 10 мА; выходная мощность для К174УС4А 1 Вт, для К174УС4Б 0,7 Вт; коэффициент усиления на частоте 1 кГц от 4 до 40; коэффициент гармоник 2 %; входное сопротивление 10 кОм; сопротивление нагрузки 4 Ом; максимальный выходной ток для К174УС4А 850 мА, для К174УС4Б 600 мА; полоса частот от 30 до 20 000 Гц.

Схема включения усилителя показана на рис. 1.48, *б*. Усилитель позволяет усиливать сигналы с частотами от 20 Гц до 100 кГц. Частотная характеристика его показана на рис. 1.48, *в*. (Кривая 1 соответствует номиналу конденсатора C5 = 2000 мкФ, кривая 2—C5 = 1000 мкФ и кривая 3—C5 = 500 мкФ) Изменение коэффициента гармоник в зависимости от частоты входного сигнала показано на рис. 1.48, *г* от значения выходной мощности на рис. 1.48, *д*. Мощность, отдаваемая микросхемой, определяется напряжением питания (рис. 1.48, *е*).

При работе с микросхемой необходимо уменьшить индуктивность проводов, соединяющих вывод 7 с источником питания, подключить конденсатор между выводом 7 и землей. Это необходимо для установления высокочастотной генерации. Кроме того, следует уменьшить положительную ОС подключением ко входу конденсатора емкостью 560 пФ. Эта емкость ограничивает верхнюю частоту усилителя. Резистор R1 осуществляет отрицательную ОС и стабилизирует рабочую точку усилителя.

**Усилитель К174УН7** (рис. 1.49, *а*). Он состоит из трех каскадов. Входным каскадом усилителя является составной эмиттерный повторитель (транзисторы VT1 и VT2). Входное сопротивление этого каскада более 50 кОм. В коллектор транзистора VT2 включена динамическая нагрузка, построенная на транзисторе VT3. Этот транзистор является генератором постоянного тока. Стабилизация тока обеспечивается транзисторами VT4 и VT5. Входной каскад дает большое усиление. Сигнал с коллектора транзистора VT2 проходит через составной эмиттерный повторитель VT6, VT7, VT8, VT10. Далее сигнал поступает на оконечный двухтактный каскад, транзисторы VT14, VT16 которого образуют одно плечо, а транзисторы VT15 и VT17 — другое. Этот каскад обеспечивает выходной ток усилителя. Для стабилизации рабочей точки служит составной каскад на транзисторах VT11 и VT12.

Основные параметры усилителя: напряжение питания 15 В; ток потребления без входного сигнала 20 мА; коэффициент гармоник для выходной мощности 0,05 Вт 2 %, для 4,5 Вт 10 %; выходная мощность 4,5 Вт; полоса частот от 40 до 20 000 Гц; входное сопротивление 50 кОм; сопротивление нагрузки 4 Ом; коэффициент усиления 40 дБ; максимальное амплитудное значение тока в нагрузке 1,75 А; максимальное амплитудное значение входного напряжения 2 В; допустимое постоянное напряжение на выводах 7 и 8 15 В, допустимое постоянное напряжение на выводе 8 от минус 0,3 до 2 В. Недопустимо подавать внешнее постоянное напряжение на выводы 5, 6, 12.

На рис. 1.48, *б, в*, показано включение микросхемы при различных подключениях сопротивления нагрузки. В первом случае нагрузка подключается к земле, а во втором — к источнику питания. Выходной сигнал на нагрузке 4 Ом имеет нелинейные искажения. Изменения коэффициента гармоник от мощности в нагрузке при различных номиналах источника питания для сигнала с частотой 1 кГц показаны на рис. 1.49, *г*. Нелинейные искажения зависят от частоты входного сигнала. На рис. 1.49, *д* показана частотная характеристика этих искажений при выходной мощности 2 Вт.

Практические схемы усилителей показаны на рис. 1.49, *е, ж*. Выходная мощность усилителя на рис. 1.49, *е* на нагрузке 8 Ом составляет 1,5 Вт; коэффициент гармоник не более 1 %; диапазон частот от 50 до 12 000 кГц; чувствительность усилителя 20 мВ. Тембр регулируется потенциометром R4: при уменьшении R4 снижается уровень высокочастотных составляющих, а при увеличении R4 снижаются низкочастотные составляющие. Усилитель на рис. 1.49, *ж* предназначен для работы с нагрузочным сопротивлением 4 Ом. Его выходная

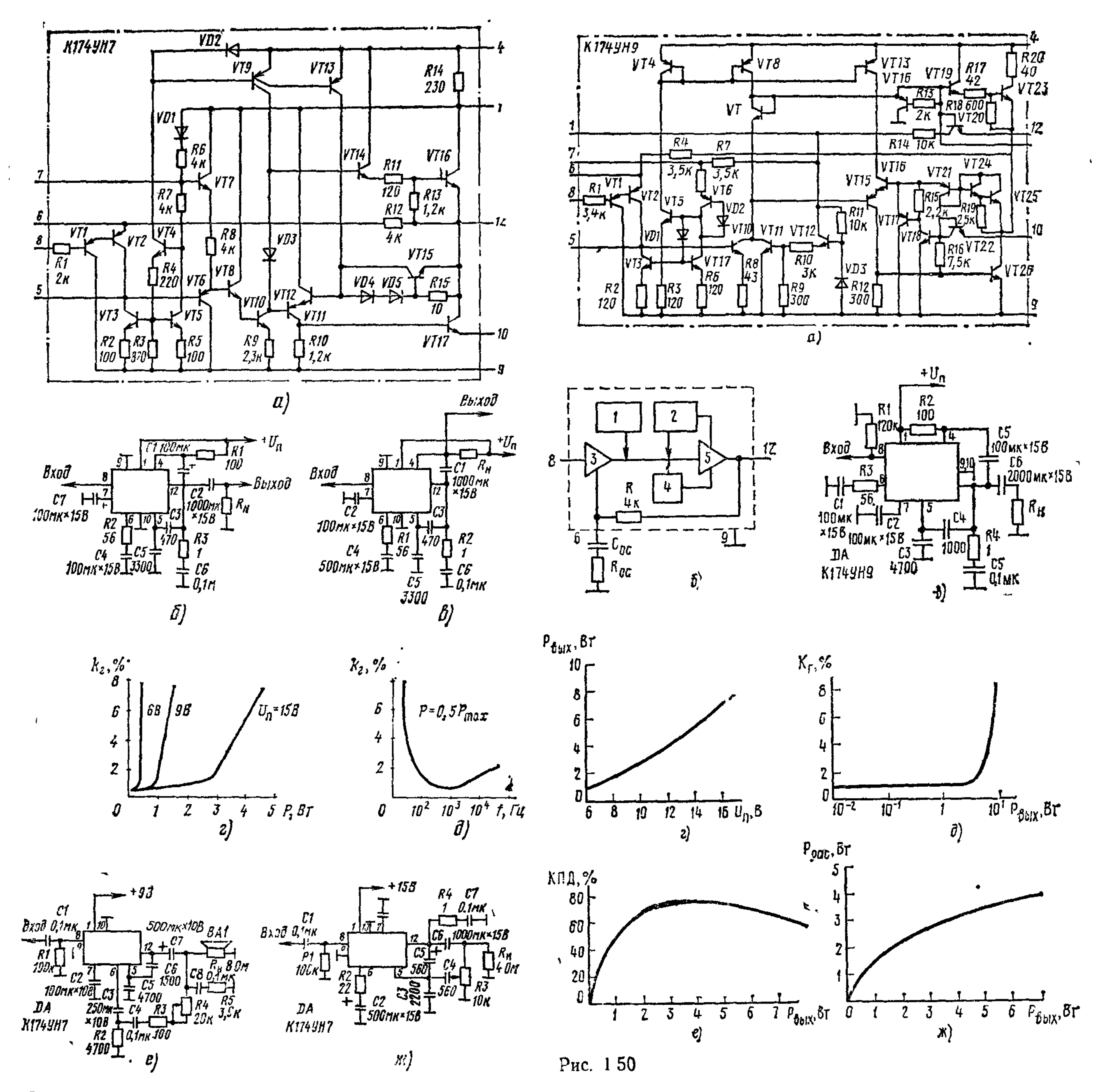



Рис 1 49

Рис. 1 50

мощность около 3 Вт, чувствительность 30 мВ, диапазон частот от 40 до 16 000 Гц. Регулятором тембра служит резистор R3. (Микросхему необходимо поставить на теплоотвод.)

**Усилитель НЧ К174УН9** (рис. 1.50, *а*). На структурной схеме (рис. 1.50, *б*): 1 — стабилизатор выходного напряжения; 2 — устройство защиты от короткого замыкания; 3 — предварительный усилитель; 4 — устройство тепловой защиты; 5 — выходной каскад.

Основные параметры усилителя: напряжение питания от 6 до 18 В; ток потребления при отсутствии входного сигнала 13 мА; коэффициент гармоник (при выходной мощности от 0,05 до 5 Вт) 1 %; коэффициент усиления 80 дБ; выходная мощность (при коэффициенте гармоник менее 10 %) 7 Вт, сопротивление нагрузки 4 Ом; чувствительность усилителя (при выходной мощности 5 Вт) от 50 до 120 мВ; напряжение шумов (при сопротивлении генератора 50 кОм) 1,5 мВ; диапазон частот от 40 до 16 кГц; входное сопротивление 100 кОм.

Стабилизатор устанавливает на выходе микросхемы постоянное напряжение смещения, равное половине напряжения питания в диапазоне от 6 до 18 В. При коротком замыкании усилителя устройство защиты фиксирует ток выходного каскада на уровне 0,5 А. При нарушении теплового контакта между теплоотводом микросхемы и внешним резистором устройство тепловой защиты отключает предварительный усилитель.

На рис. 1.50, *в* показана схема включения усилителя. Здесь элементы C3—C5, R4 определяют высокочастотную коррекцию, элементы C6, R2 осуществляют положительную ОС, увеличивающую динамический диапазон

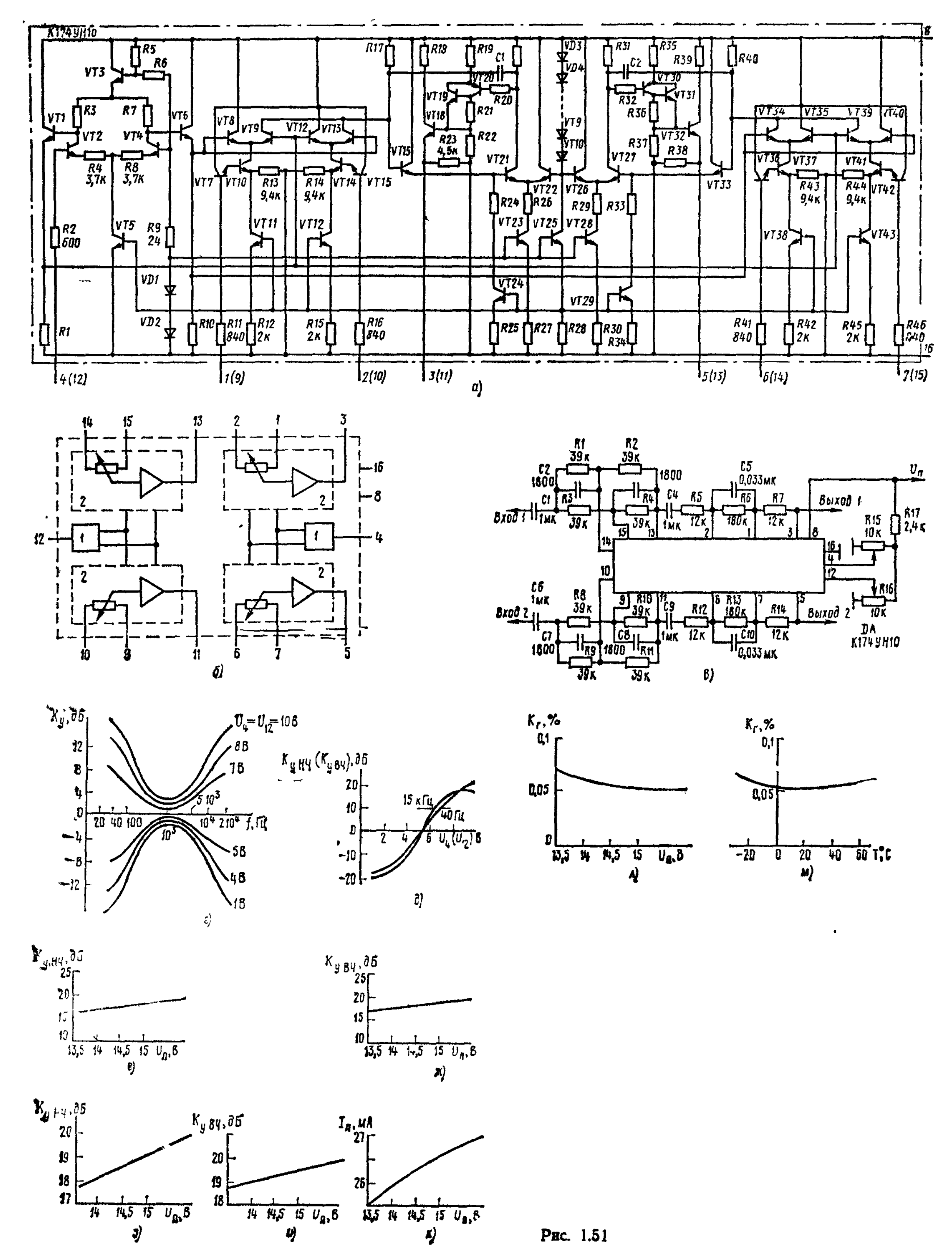

К174УН10
а)
б)
в)
Вход 1
Вход 2
Выход 1
Выход 2
DA
К174УН10
г)
д)
е)
ж)
з)
и)
к)
л)
м)

Рис. 1.51

при передаче положительной полуволны входного сигнала.

На рис. 1.50, *г* приведена зависимость выходной мощности от напряжения питания. Изменения коэффициента гармоник от значения выходной мощности изображено на рис. 1.50, *д*. Коэффициент полезного действия и выходная мощность связаны зависимостью, которая показана на рис. 1.50, *е*. Влияние выходной мощности на мощность рассеивания показано на рис. 1.50, *ж*. Эти зависимости определялись при напряжении питания 18 В, сопротивлении нагрузки 4 Ом и частоте входного сигнала 1 кГц.

**Усилитель К174УН10** (рис. 1.51, *а*). Он является двухканальным усилителем с электронной регулировкой частотной характеристики. На структурной схеме (рис. 1.51, *б*); 1 — преобразователи напряжения; 2 — усилители, управляемые напряжением.

Назначение выводов 1 — вход II НЧ; 2 — вход I НЧ; 3 — выход НЧ; 4 — управление НЧ; 5 — выход НЧ; 6 — вход I НЧ; 7 — вход II НЧ; 8 — питание; 9 — вход II ВЧ; 10 — вход I ВЧ, 11 — выход ВЧ; 12 — управление ВЧ; 13 — выход ВЧ; 14 — вход I ВЧ; 15 — вход II ВЧ; 16 — общий провод.

Основные параметры усилителя: напряжение питания 15 В±10 %, ток потребления 40 мА, коэффициент гармоник 0,5 %; выходное напряжение от 0,35 до 0,6 В; коэффициент усиления 15, отношение сигнал-шум 60 дБ; глубина регулировки тембра (на частотах 40 Гц и 16 кГц) ±15 дБ; переходное затухание между каналами (на частотах 1 и 12,5 кГц) 56 дБ, изменение коэффициента передачи регулятора (при изменении управляющего напряжения на выводах 4 и 12 от 1 до 10 В при частоте 1 кГц) ±2 дБ, входное сопротивление регулятора 15 кОм; максимальное постоянное управляющее напряжение (на выводах 4 и 12) 12 В, максимальное постоянное эффективное напряжение сигнала (на выводах 1, 2, 6, 7, 9, 10, 14, 15) 5 В; сопротивление нагрузки 5 кОм.

Схема включения усилителя показана на рис. 1.51, *в*. С помощью потенциометра R15 регулируются низкочастотные составляющие, а потенциометром R16 — высокочастотные.

На рис. 1.51, *г* показана регулировочная АЧХ микросхемы. Изменение коэффициента усиления от напряжения на выводах 4 и 12 при различных частотах входного сигнала показано на рис. 1.51, *д*. Влияние напряжения питании на коэффициент усиления канала НЧ показано на рис. 1.51, *е*, а усиление канала ВЧ — на рис. 1.51, *ж*. Эти характеристики снимались при входном сигнале с амплитудой 0,1 В и частотой 1 кГц при $U_ч$=10 В и $U_п$=15 В. При изменении напряжения $U_ч$=1 В получим другие характеристики, которые показаны на рис. 1.51, *з*, *и*. Изменение тока потребления от напряжения питания показано на рис. 1.51, *к*. Влияние напряжения питания и температуры на коэффициент гармоник показано на рис. 1.51, *л*, *м*.

**Усилитель мощности НЧ К174УН11** (рис. 1.52, *а*). Типовая схема включения усилителя показана на рис. 1.52, *б*.

Основные параметры усилителя: напряжение питания ±15 В ±5 %; ток потребления при отсутствии входного сигнала 100 мА; коэффициент гармоник (при входном сигнале от 0,775 до 6,3 В на частоте 1 кГц) 1 %; выходное напряжение от 3 до 5 В; выходная мощность 15 Вт; напряжение смещения 100 мВ; крутизна 250 мА/мВ; максимальный ток нагрузки 2,4 А; номинальное сопротивление нагрузки 4 Ом; входное сопротивление 100 кОм; максимальное входное напряжение 10 В; напряжение шума на выходе 1 мВ.

Назначение выводов: 1 — положительный вывод источника питания; 5 — отрицательный вывод источника

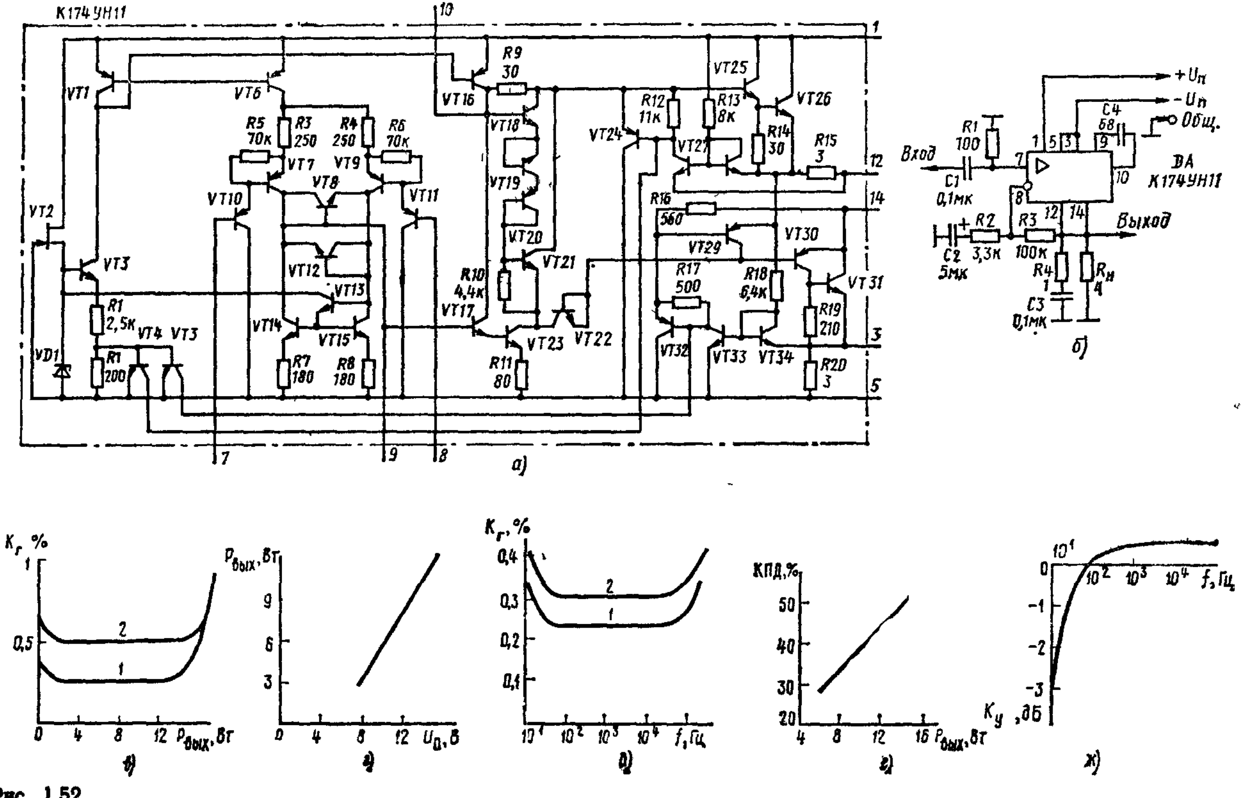



Рис. 1.52

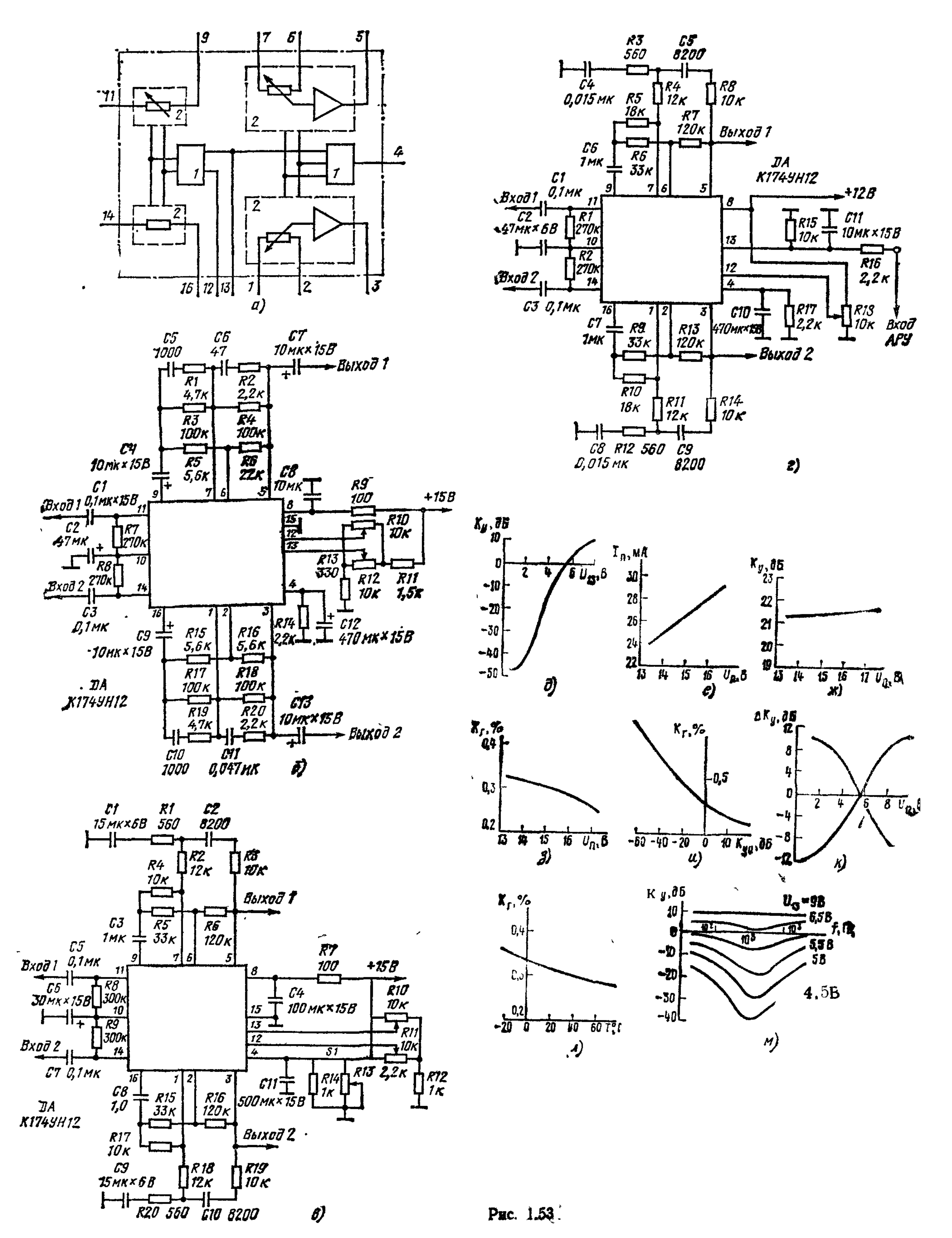


Рис. 1.53

питания; 7 — вход; 8 — обратная связь; 9, 10 — коррекция, 14 — вывод НЧ.

На рис. 1.52, *в* показана зависимость коэффициента гармоник на нагрузке 4 Ом от выходной мощности при напряжении питания ±17 В, коэффициенте усиления 30 дБ (кривая 1 — для сигнала с частотой 1 кГц, кривая 2 — для сигнала с частотой 15 кГц). Изменение выходной мощности от напряжения питания приведено на рис. 1.52, *г*. Изменение коэффициента гармоник от частоты входного сигнала при напряжении питания ±17 В, сопротивлении нагрузки 4 Ом и коэффициенте усиления 30 дБ для выходной мощности 50 мВт (кривая 1), а для выходной мощности 15 Вт (кривая 2) показана на рис. 1.52, *д*. Зависимость КПД усилителя от напряжения питания дана на рис. 1.52, *е*. Частотная характеристика представлена на рис. 1.52, *ж*.

**Усилитель К174УН12** (рис 1.53, *а*). Он предназначен для усиления регулирования громкости и баланса в стереоаппаратуре. На структурной схеме (рис. 1.53, *б*): 1 — преобразователи напряжения; 2 — управляемые напряжением усилители.

Основные параметры: напряжение питания 15 В±±10 %, ток потребления 40 мА, коэффициент усиления более 17 дБ; диапазон регулировки выходных напряжений баланса ±6 дБ; разность выходных напряжений баланса менее 4 дБ; коэффициент гармоник менее 0,5 %; отношение сигнал-шум 52 дБ, максимальное управляющее напряжение ($U_{12}$, $U_{13}$) — 12 В, эффективное напряжение (на выводах 1, 2, 6, 7, 11, 14) менее 1 В; сопротивление нагрузки 5 кОм.

На рис. 1.53, *в* показана типовая схема включения усилителя. С помощью потенциометра R10 регулируется баланс, а с помощью потенциометра R13 — громкость. На рис 1.53, *г* показана другая схема включения усилителя, которая отличается от предыдущей цепями RC фильтров и включением переключателя SA1, который позволяет в положении 1 отключать тонкоррекцию, в положении 2 включать стандартную тонкоррекцию, в положении 3 — подобрать оптимальную коррекцию для конкретного помещения и акустических систем. На рис. 1.53, *д* представлена схема включения усилителя с использованием АРУ предыдущих каскадов приемника и и даже с выхода усилителя ПЧ. Зависимость коэффициента передачи регуляторов громкости от управляющего напряжения на выводе 13 дана на рис. 1.53, *е*. Изменение тока потребления от питающего напряжения показано на рис. 1.53, *ж*. Влияние напряжения питания на коэффициент усиления отображено на рис 1.53, *з*. Зависимость коэффициента гармоник от питающего напряжения показана на рис. 1.53, *и*, а влияние коэффициента усиления на коэффициент гармоник на рис. 1.53, *к*. Изменение коэффициента усиления в каждом канале от напряжения на выводе 12 показано на рис. 1.53, *л*. Влияние температуры на коэффициент гармоник показано на рис. 1.53, *м*, амплитудно-частотная характеристика изображена на рис. 1.58, *н*.

# ЭКВИВАЛЕНТЫ ЭЛЕМЕНТОВ

Существующий ассортимент элементов радиоэлектроники не всегда может удовлетворить основным требованиям микроминиатюризации аппаратуры различного назначения. Иногда удобным оказывается применение эквивалентов элементов для построения законченного функционального узла. В настоящее время широко используют эквиваленты катушек индуктивности для работы на низких и инфранизких частотах, эквиваленты конденсаторов большой емкости, эквиваленты генераторов тока и напряжения.

## Делители напряжения и эквиваленты конденсаторов и трансформаторов тока

**Делители напряжения** (рис. 2.1). На рис. 2.1 *а*, показан делитель напряжения, обеспечивающий ослабление выходного сигнала в заданных отношениях. Выход 1 передает сигнал без изменения, на выходе 2 сигнал ослаблен в 10 раз, на выходе 3 — в 100, на выходе 4 — в 1000. Применяемые в делителе резисторы должны иметь допуск 1 % При этом точность ослабления на выходе 4 будет примерно равна 3 %.

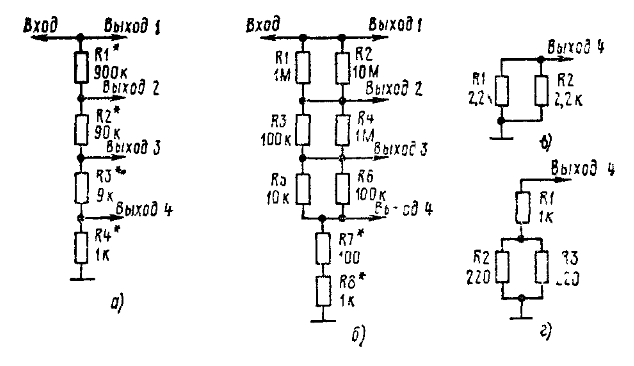



Рис. 2.1

На рис. 2.1, *б* представлена схема варианта подобного делителя. Сигнал на выходе 4 снимается с резисторов R7 и R8. При подстройке резистора R7 можно добиться точности деления 1 %. Этой же цели можно добиться заменой цепи R7, R8 соединенной параллельно парой резисторов сопротивлением по 2,2 кОм с допуском 1 % ( рис. 2.1, *в*), а также цепью из трех резисторов (рис. 2.1, *г*). Основной резистор R1 может иметь допуск 5 %.

**Устройство термокомпенсации варикапов** (рис 2.2). С увеличением температуры коллекторный ток транзи-

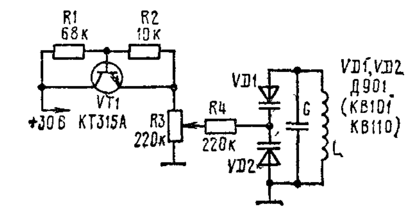



Рис 2.2

стора увеличивается, что приводит к повышению напряжения на резисторе R3. Возрастание напряжения вызывает уменьшение емкости варикапов, которая при повышении температуры также стремится увеличиться. Постоянное напряжение на резисторе рассчитывается по формуле $U_R = U_п - U_т = U_п - (R1+R2)\ U_{БЭ}/R_1 \approx 25$ В.

Для получения других законов изменения напряжения от температуры на резисторе R3 можно параллельно переходу коллектор—база включить дополнительный кремниевый диод в обратном направлении. Если же в эмиттерную цепь транзистора включить последовательно кремниевый диод, то увеличится эквивалентное напряжение эмиттер—база, что также приведет к температур-

ной зависимости напряжения на резисторе R3. Этими способами можно достичь прецизионного отслеживания изменений емкости варикапов от температуры.

**Интегрирующее звено** (рис. 2.3). Оно имеет постоянную времени $\tau = R_1 C_{оэ}$, где $C_{оэ} = C1 \cdot R_2/R_3$ [мкФ].

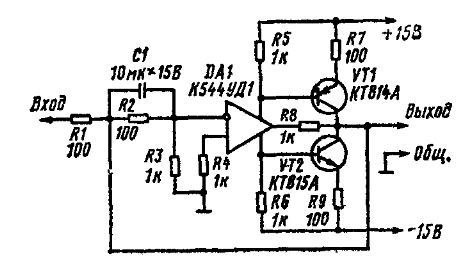



Рис. 2.3

Добротность конденсатора $C_{оэ}$ определяется резистором: $r_э = R_1 R_2/R_3 = 10$ Ом. При $\tau > 10$ мин необходимо дополнительно вводить цепи стабилизации ОУ по постоянному току. Отсутствие стабилизации приводит к значительным погрешностям интегрирования.

**Электронный аналог переменного конденсатора** (рис. 2.4). Изготовление переменных конденсаторов

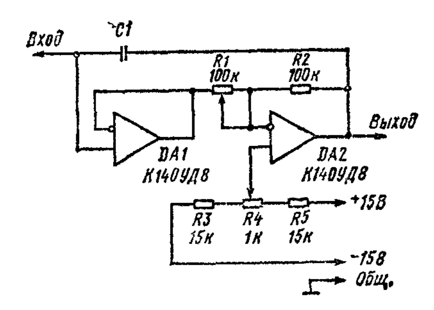



Рис. 2.4

большой емкости достаточно сложно. При использовании конденсатора в цепи отрицательной ОС можно менять эквивалентную емкость на входе усилителя $C_э = C(1 + R_2/R_1)$ за счет изменения коэффициента усиления ОУ DA2. Переменным резистором R4 выбирают рабочий режим DA2, добиваясь минимальных искажений входного сигнала.

**Генератор стабильного тока** (рис. 2.5, *а*). Через транзистор VT1, включенный диодом, протекает ток, заданный резистором R1. Ток через транзистор VT2 пропорционален этому току. Коэффициент передачи генератора зависит от статического коэффициента передачи тока транзисторов. Отношение значений коллекторных токов транзисторов при различных значениях R3 показано на рис. 2.5, *б*. Сопротивление $R_3$ рассчитывают по формуле $R3 = \frac{U_0}{I_2} \ln \frac{I_1}{I_2}$, где $U_0 = 26$ мВ. Это выражение справедливо для коэффициентов передачи транзисторов более 100.

Наряду с двухтранзисторными генераторами тока нашли применение трехтранзисторные. Варианты включения транзисторов в этих узлах представлены на рис. 2.5, *в*, *г*. Практическая схема генератора тока и его ха-

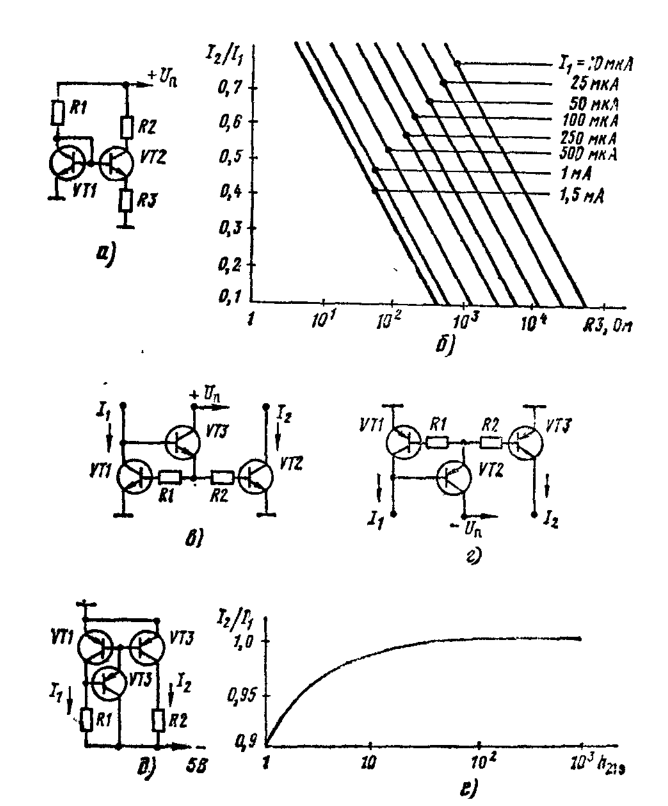



Рис. 2.5

рактеристика изображены на рис. 2.5, *д*, *е*. Здесь отношение токов определяется выражением

$$I_2/I_1 = h_{21э}(h_{21э3}+1)/[h_{21э}(h_{21э3}+1)+2],$$

где $h_{21э} = h_{21э1} = h_{21э2}$.

## Базовые усилители

**Транзисторный базовый усилитель** (рис. 2.6). Для построения усилителей различного назначения с ОС в качестве нагрузочных можно использовать любое

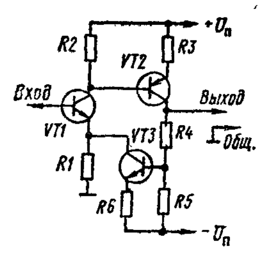



Рис. 2.6

сочетание элементов R, RC и RL, которые определяют частотные свойства усилителя.

Зависимость выходного сигнала от входного определяется системой восьми уравнений:

1) $U_{вх} = U_{Э1}$; 2) $I_{К1} = I_{Э1} + I_{К3}$;

3) $I_{Э1} = U_{Э1}/R_1$; 4) $U_{К1} = -I_{К1} R_2$;

5) $I_{К2} = U_{К1}/R_3$; 6) $U_{вых} = -I_{К2}(R_4 + R_5)$;

7) $U_{Б3} = U_{вых} R_5/(R_4 + R_5)$; 8) $I_{К3} = -U_{Б3}/R_6$.

Подставим последовательно уравнение 5 в 6: $U_{вых}=U_{к1}/R_3(R_4+R_5)$, затем уравнение 4 $U_{вых}=I_{к1}R_2(R_4+R_5)$, уравнение 2 $U_{вых}=(I_{Э1}+I_{К3})R_2(R_4+R_5)/R_3$, уравнение 3 и

$$8\ U_{вых}=\left(\frac{U_{Э1}}{R1}+\frac{U_{Б3}}{R_6}\right)\frac{R2\ (R4+R5)}{R_3}$$

Подставим уравнение 7

$$U_{вых}=\left[\frac{U_{Э1}}{R_1}+U_{вых}\frac{R_5}{R_6\ (R_4+R_5)}\right]\frac{R_2\ (R_4+R_5)}{R_3}.$$

Раскроем скобки и подставим уравнение 1:

$U_{вых}=U_{вх}R_2(R_4+R_5)/(R_1R_3)+U_{вых}R_5R_2/R_6R_3$;

$$U_{вых}=U_{вх}\frac{R_2\ (R_4+R_5)/(R_1R_3)}{1-R_2R_5/(R_3R_6)}.$$

Из этого выражения можно получить различные зависимости входного и выходного сигналов. Если положить $R2=R3$ и $R5=R6$, то усилитель может теоретически иметь коэффициент усиления, стремящийся к бесконечности.

**Преобразователь полярности** (рис. 2.7). Это устройство позволяет изменить полярность подводимого напряжения на обратную.

Напряжение на выходе ОУ равно: $U_2=-k(U'_1-U''_1)$, где $k$ — коэффициент усиления ОУ. Можно написать $U'_{вх}=R_2U_2/(R_1+R_2)$ и $U''_1=U'_1$. Входной ток

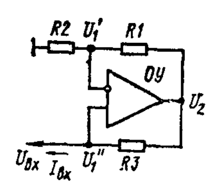



Рис. 2.7

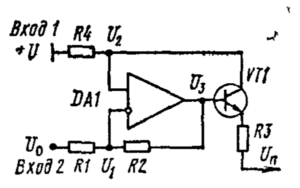



Рис 2.8

равен: $I_{вх}=U_{вх}-U_2/R_3$. Тогда $U_2=-k[R_2U_2/(R_1+R_2)-U_{вх}]$ или

$$U_2=\frac{kU_{вх}}{1+kR_2/(R_1+R_2)}.$$

Если $k/[1+kR_2/(R_1+R_2)]=2$, то $U_2=2U_{вх}$. Подставим в выражение для входного тока. Получим $I_{вх}=-U_{вх}/R_3$ или $R_{вх}=-U_{вх}/I_{вх}=-R$, т. е. входное сопротивление будет отрицательным. Если вместо резистора R3 включить конденсатор или дроссель, то получим отрицательное значение этих элементов.

**Усилитель с двойной отрицательной ОС** (рис. 2.8). Первую ОС реализуют резисторы R1 и R2, а вторую — резисторы R3, R4 и транзистор VT1. Коэффициент передачи устройства определяет выражение, которое можно получить из уравнений:

$$U_1=U_0-\frac{U_1+U_2}{R_1+R_2}R_1$$

или

$$U_0-\frac{R_1}{R_1+R_2}U_2=U_1\frac{2R_1+R_2}{R_1+R_2};$$

$I_К=U_3/R_3$, $U_2=I_КR_4=U_3R_4/R_3$; $U_3=k(U_2-U_1)$, где $k$ — коэффициент усиления ОУ без ОС.

Последнее выражение перепишем в виде $U_3=kU_2-kU_1$. В это выражение подставим значения для $U_1$ и $U_2$ после несложных преобразований получим

$$U_3=\frac{(R_1+R_2)/(2R_1+R_2)}{R_4/R_3+R_1/(2R_1+R_2)}U_0.$$

Теперь подключим вход 2 к общей шине, а напряжение $U_0$ подадим на вход 1 Для этого включения напишем уравнение в виде

$$U_3=\frac{U_0}{R_4/R_3+R_1/(R_1+R_2)}.$$

С помощью этого уравнения можно получить различные передаточные функции, меняя параметры проводимостей устройства, которые могут быть как активными, так и реактивными

**Усилитель с положительной и отрицательной ОС** (рис. 2.9, *а*). Отрицательная ОС осуществляется резисторами R1 и R2, а положительная — резисторами R3 и R4. Основные параметры усилителя определяют, исходя из выражений

$U_1=U_{вх}-(U_{вх}+U_{вых})R_1/(R_1+R_2)$;

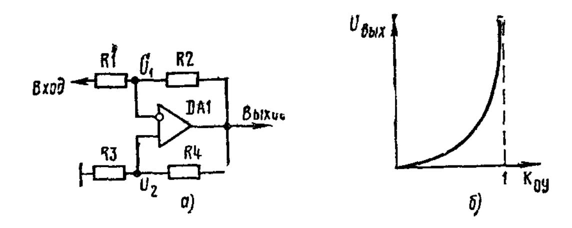
$U_2=U_{вых}R_3/(R_3+R_4)$;

$U_{вых}=k(U_2-U_1)$,

где $k$ — коэффициент усиления ОУ После преобразований получим:

$$U_{вых}=U_{вх}\frac{R_2/(R_1+R_2)}{R_1/(R_1+R_2)+R_3/(R_3+R_4)-1/k}.$$

Из этого выражения следует, если $R_1=R_2=R_3=R$, то $U_{вых}=U_{вх}0{,}5/(1-1/k)$. График этой функции показан на рис. 2.9, *б*. Отсюда следует, что $k$ должен быть меньше единицы Если $k>1$, то возникает режим насыщения усилителя Выполнить условие $k<1$ при больших значениях коэффициента усиления в реальных ОУ можно, только собрав усилитель по схеме, показанной на рис. 2.9, *в*. Здесь элементы R1—R3 и ОУ образуют усилитель с коэффициентом усиления $k=(2\alpha-1)=U'_{вых}/U'_{вх}$, где $\alpha$ — коэффициент включения резистора R3.



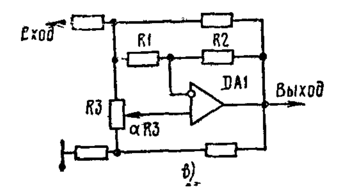




Рис. 2.9

Для определения входного тока напишем уравнение:

$I_{вх}=(U_{вх}+U_{вых})/(R_1+R_2)$,

$U_1=U_{вых}-R_2I_{вх}$, $U_2=U_{вых}R_3/(R_3+R_4)$,

$U_{вых}=k(U_2-U_1)$.

После преобразований получим:

$$I_{вх}=\frac{U_{вх}+\dfrac{R_2\ (R_3+R_4)}{R_4}I_{вх}}{R_1+R_2}$$

или

$U_{вх}/I_{вх}=R_1-R_2R_3/R_4$.

Входное сопротивление усилителя равно:
$R_{вх}=R_1-R_2R_3/R_4$
Если принять $R_4=1/(j\omega C)$ (остальные резисторы — активные), то $R_{вх}=R_1-R_2R_3j\omega C$. Это выражение указывает на возможность получения эквивалентной отрицательной индуктивности с параметрами $L_э=CR_2R_3$.

**Гиратор** (рис. 2.10). Основные параметры этого узла определяются выражениями

$$U_{вх}-\frac{U_{вх}-U_{вых}}{R_3+R_4}R_3=U_2,\quad U_1=U_{вых}\frac{R_1}{R_1+R_2},$$
$$U_{вых}=k(U_2-U_1).$$

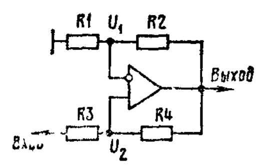



Рис. 2.10

Преобразуем эти выражения и получим

$$U_{вых}=U_{вх}\frac{R_4/(R_3+R_4)}{1/k+R_1/(R_1+R_2)-R_3/(R_3+R_4)}$$

Здесь значением $1/k$ можно пренебречь, поскольку $k\gg100$,

$$U_{вых}=U_{вх}\frac{R_4/(R_3+R_4)}{R_1/(R_1+R_2)-R_3/(R_3+R_4)}.$$

Для определения входного сопротивления напишем систему уравнений

$I_{вх}=(U_{вых}-U_{вх})/(R_3+R_4)$;

$U_1=U_{вых}R_1/(R_1+R_2)$,

$U_2=U_{вых}-R_4I_{вх}$,

$U_{вых}=k(U_2-U_1)$,

из которых образуется выражение
$R_{вх}=U_{вх}/I_{вх}=R_3+R_4-(R_1+R_2)R_4/R_2$
Если положить $R_3=0$, то $R_{вх}=R_4(1-R_1/R_2+1)=R_4(2-R_1/R_2)$. При $R_1>2R_2$ входное сопротивление принимает отрицательное значение. Теперь положим $R_2=1/(j\omega C)$ (остальные резисторы — активные). Тогда получим $R_{вх}=R_4(2-j\omega CR_1)$. Входное сопротивление принимает индуктивный характер при $L_э=R_1R_4C$

**Эквивалент индуктивности на операционном усилителе** (рис. 2.11, *а*). Для определения основных параметров эквивалентной индуктивности напишем уравнения:

$I_{вх}=(U_{вх}-U_1)/R_1$, $I_2=(kU_{вх}-U_1)/X_{C1}$,

$I_3=U_1/R_2$

Поскольку $I_3=I_{вх}+I_2$, то

$U_1/R_2=I_{вх}+(kU_{вх}-U_1)/X_{C1}$.

Учитывая $U_1=U_{вх}-I_{вх}R_1$, получим

$$R_{вх}=\frac{U_{вх}}{I_{вх}}=\frac{[1+R_1(1/R_2+1/X_{C1})]}{1/R_2+(1-k)/X_{C1}}.$$

При $k=1$ получим $R_{вх}=R_2[1+R_1(1/R_2+1/X_{C1})]=R_2+R_1+j\omega CR_1R_2$. Отсюда следует, что $L_э=CR_1R_2$, $R_э=R_1+R_2$

На рис. 2.11, *б* показана схема включения эквивалентной индуктивности в качестве резонансного усилителя: резонансная частота $\omega_0=2/(R_э\sqrt{C_1C_2})$, добротность $Q=0{,}25\sqrt{C_2/C_1}$.

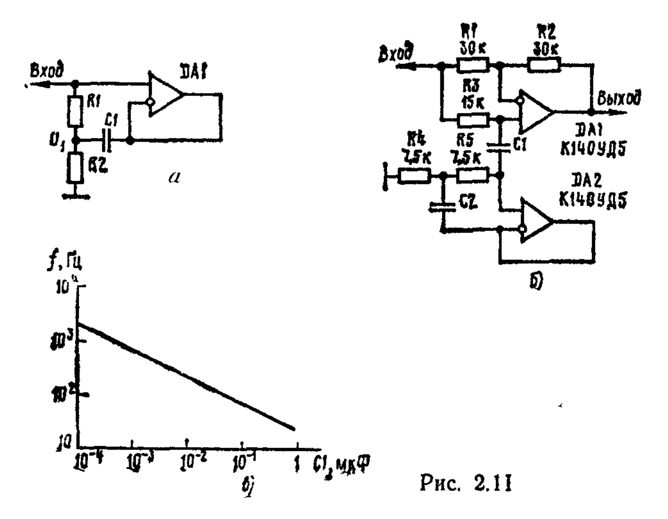



Рис. 2.11

На рис. 2.11, *в* показано изменение резонансной частоты от емкости конденсатора C1.

**Преобразователь фазы** (рис. 2.12). Этот базовый преобразователь фазы (фазовариатор) удобен в пользовании. Его резисторы могут быть как активными, так

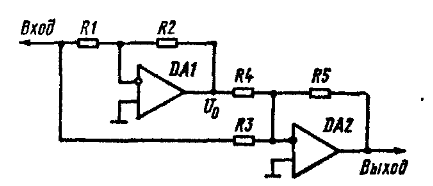



Рис. 2.12

и реактивными. Напряжение на выходе ОУ DA1 равно $U_0=-U_{вх}R_2/R_1$. Ток через элемент R4 составляет $I_4=U_0/R_4$, а ток через резистор R3 — $I_3U_{вх}/R_3$. Тогда выходное напряжение определяется как

$$U_{вых}=R_5(U_{вх}/R_3-U_{вх}R_2/(R_1R_4))$$

или

$$U_{вых}=U_{вх}R_5(1/R_3-R_2/(R_1R_4)).$$

В результате получим

$$U_{вых}=U_{вх}\frac{R_5}{R_3}\left(1-\frac{R_2R_3}{R_1R_4}\right).$$

Отсюда следует, что в зависимости от соотношения значений R1—R4 выходное напряжение может менять фазу.

**Эквивалент колебательного контура с управляемыми параметрами** (рис. 2.13). В эквиваленте резисторы R1—R3 могут быть заменены реактивными элементами. Для определения входного сопротивления эквивалента нужно исходить из того, что $I_{вх}=I_1+I_2$, где $I_1=$

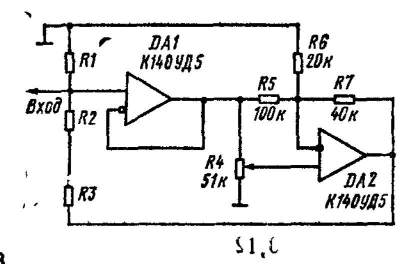



Рис. 2.13

$=U_{вх}/R_1$, $I_2=(U_{вх}-kU_{вх})/(R_2+R_3)$. Коэффициент k регулируется резистором R1 и может принимать значения в пределах ±2. Тогда $I_{вх}=U_{вх}/R_1+(U_{вх}-kU_{вх})/(R_2+R_3)$ или $I_{вх}/U_{вх}=(1/R_1+(1-k)/(R_2+R_3))$.

Входное сопротивление равно

$$R_{вх}=\frac{1}{1/R_1+(1-k)/(R_2+R_3)}.$$

Положим $R_1=1/j\omega C$, $R_2=j\omega L$ и $R_3=R$. Тогда $R_{вх}=(j\omega L+R)/(-\omega^2LC+j\omega CR+1-k)$. Если принять $R=0$, получим $R_{вх}=j\omega L/(-\omega^2LC+1-k)$

В контуре возникают колебания при $R_{вх}=\infty$, т. е. при $\omega^2LC-1+k=0$. Частота генерации равна

$$\omega=\sqrt{(1+k)/LC}.$$

**Эквивалент последовательного LC фильтра** (рис 2 14). Входной ток эквивалента составляет $I_{вх}=(U_{вх}-U_2)/X_1$.

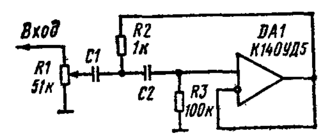



Рис. 2.14

Ток через резистор R1 равен $I_1=U_2-kU_2/R_2$ и ток через цепь R3, C2 $I_2=U_2/(R_3+X_2)$. Поскольку $I_{вх}=I_1+I_2$, то

$$I_{вх}=U_2((1-k)/R_2+1/(R_3+X_2)).$$

Значение $U_2$ определим из первого выражения и подставим его в последнее

$$I_{вх}[1+((1-k)/R_2+1/(R_3+X_2))X_1]=$$
$$=U_{вх}((1-k)/R_2+1/(R_3+X_2)).$$

Учитывая выражение для $k=R_3/(X_2+R_3)$, получим

$$R_{вх}=R_2(X_2+R_3)/(X_2+R_2) \quad \text{или}$$
$$R_{вх}=R_2(1+j\omega C_2R_3)/(1+j\omega C_2R_2)+1/(j\omega C_1).$$

Отсюда видно, что числитель и знаменатель, которые по структуре отображают эквивалентную индуктивность, умножаются на коэффициенты $R_3$ и $R_2$. Если принять $R_3>R_2$, то можно написать $R_{вх}=\alpha(R_2+j\omega C_2R_3R_2)+1/(j\omega C_1)$, где $\alpha$ — близко к определенному числу, например $\alpha=2...3$. Тогда $L_э\approx\alpha C_2R_3R_2$.

Можно собирать последовательные контуры с различной резонансной частотой. В табл 2 1 указана емкость конденсаторов, которые определяют частоту контура.

**Сумматор** (рис. 2.15). Взаимосвязь входных сигналов можно описать как

$$U_{вх1}/R_1+U_{вх2}/R_3=U_{вых1}/R_2 \quad \text{и}$$
$$U_{вх2}/R_5+U_{вых1}/R_4=U_{вых2}/R_6.$$

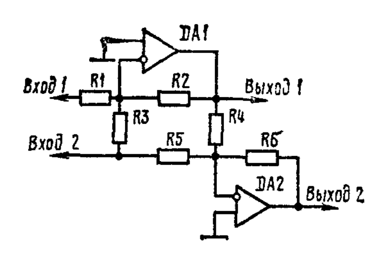



Рис 2.15

Объединяя эти выражения, получим

$$\frac{R_2}{R_1}U_{вх1}+\left(\frac{R_4}{R_5}+\frac{R_2}{R_3}\right)U_{вх2}=\frac{R_4}{R_6}U_{вых2}$$

или

$$U_{вых2}=\frac{R_6R_2}{R_4R_1}U_{вх1}+\left(\frac{R_6}{R_5}+\frac{R_6R_2}{R_4R_3}\right)U_{вх2}.$$

Отсюда следует, что сигнал по входу 2 получает дополнительное усиление за счет слагаемого $R_6R_2/(R_4R_3)$.

**Транзисторные гираторы** (рис. 2 16). Гиратор — усилитель, изменяющий характер реактивного сопротивления.

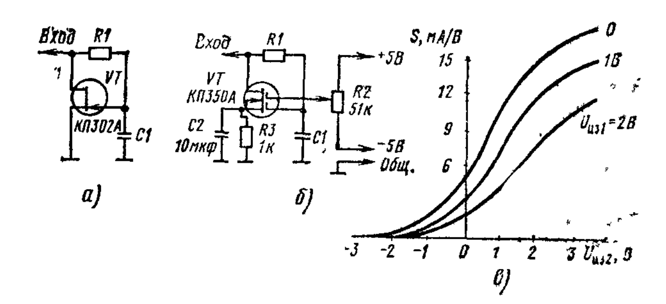



Рис. 2.16

ления. Поскольку на частоте меньше 100 Гц катушку трудно реализовать в микросхемном исполнении, на помощь приходит гиратор.

На рис. 2.16, *а* показана схема самого простого гиратора. Уравнение, описывающее его, имеет вид $R=(1+j\omega C_1R_1)/S$, где S — крутизна характеристики полевого транзистора. Входное сопротивление имеет следующие составляющие: последовательное сопротивление потерь 1/S, эквивалент индуктивности $L_э=R_1C_1/S$. При S=0,01 мА/В и f=1 МГц индуктивность равна 300 мкГн для $C_1=100$ пФ и $R_1=30$ кОм. Добротность равна 8,6. С увеличением крутизны до S=0,2 мА/В добротность становится равной 175

На рис. 2 16, *б* показан гиратор с регулируемыми параметрами. Переменным резистором R2 изменяют крутизну характеристики транзистора. Характеристика изменения крутизны полевого транзистора показана на

Таблица 2.1

| Параметр | Значение | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| f, Гц | 31,25 | 62,5 | 125 | 250 | 500 | 1000 | 2000 | 4000 | 800 |
| $C_1$, мкФ | 2,2 | 1,0 | 047 | 027 | 012 | 0068 | 0033 | 0015 | 00082 |
| $C_2$, мкФ | 0,12 | 0,068 | 0,033 | 0,015 | 0,0082 | 0,0039 | 0,0022 | 0,001 | 0,00047 |

рис 2.16, *в* Наиболее широкие пределы регулирования соответствуют $R_3=0$

**Аналог резонансного контура** (рис 2.17) Параметры контура определяются следующим образом Входной

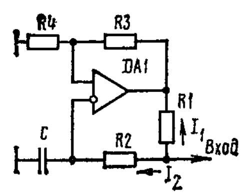



Рис 2.17

ток контура равен сумме $I_{вх}=I_1+I_2$ Эти токи равны $I_1=(U_{вх}-kU_1)/R_1$ и $I_2=U_{вх}/(R_2+X_1)$, а напряжение $U_1=U_{вх}X_1/(R_2+X_1)$, где $X_1=1/(j\omega C)$. Подставим последнее выражение в первое:

$$I_{вх}=(U_{вх}-kU_1)/R_1+U_{вх}/(R_2+X_1)$$

или

$$I_{вх}=U_{вх}/R_1+kX_1U_{вх}/[R_1(R_1+X_1)]+U_{вх}/(R_2+X_1).$$

Проводимость контура

$$g_{вх}=1/R_1+kX_1/[R_1(R_1+X_1)]+1/(R_2+X_1).$$

Из этого выражения следует, что входное сопротивление определится сопротивлением трех параллельно соединенных элементов: $R_{1э}=R_1$, $R_{2э}=R_2$, $C_э=C$. Второе слагаемое предыдущего выражения преобразуется к виду

$$\frac{R_1(R_1+X_1)}{kX_1}=\frac{R_1^2+R_1/(j\omega C)}{k/(j\omega C)}=\frac{R_1+j\omega CR_1^2}{k}.$$

Отсюда следует, что $R_{ээ}=R_1/k$ и $L_э=CR^2_1/k$. Если принять коэффициент передачи ОУ $k=1$ и сопротивление R1 выбрать большим, то устройство можно считать эквивалентом индуктивности.

**Регулируемый реактивный элемент** (рис. 2.18, *а*) В его основу положен фазосдвигатель на ОУ, передаточная функция которого может быть описана выражением $U_{вых}=(1+j\omega R_3C_1)/(1-j\omega R_3C_1)$ Входной ток элемента равен

$$I_{вх}=I_0-\frac{1+j\omega R_3C_1}{1-j\omega R_3C_1}SU_{вх},$$

где $I_0$ — начальный ток полевого транзистора VT1, S — крутизна характеристики. Поскольку $g_{вх}=I_{вх}/U_{вх}$ и $g_0=I_0/U_{вх}$, то

$$g_{вх}=g_0-\frac{1}{S}\frac{1-j\omega R_3C_1}{1+j\omega R_3C_1}$$

или

$$g_{вх}=g_0-S+j\frac{2\omega R_3C_1/S}{1-\omega^2R_3^2C_1^2}.$$

Отсюда следует, что при $\omega^2R^2_3C^2_1<1$ элемент имеет индуктивный характер, а при $\omega^2R^2_3C^2_1>1$ — емкостной (рис. 2.18, *б*).

Чтобы выполнить условие $g_0-S=0$ в элемент введена балансирующая цепь R4—R6, которая позволяет вывести транзистор VT1 на любой участок характеристики (рис. 2.18, *в*).

Для регулирования значения реактивной составляющей в элементе по схеме на рис. 2.18, *г* применен двухзатворный полевой транзистор. Цепь R4—R6 позволяет регулировать значение реактивной составляющей более чем в 10 раз.

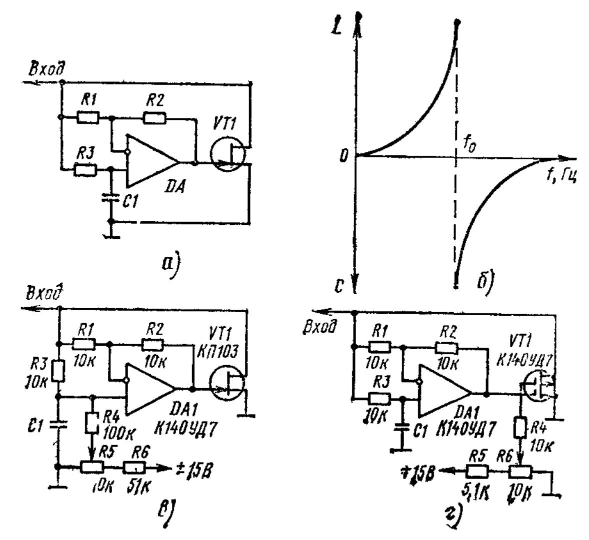



Рис 2.18

**Многофункциональные элементы** (рис. 2.19). Мост на рис. 2.19, *а* может служить базовым элементом для

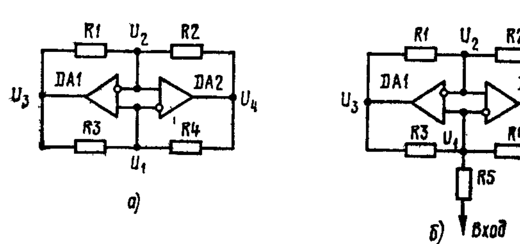



Рис. 2.19

различных устройств. Для определения передаточной функции элемента напишем выражения

$$(U_3+U_2)/R_1=(U_4-U_2)/R_2 \quad и$$

$$(U_4+U_1)/R_4=(U_3-U_1)R_3,$$

из которых получим

$$U_3=(q_3+q_4+q_1+q_2)\Big/\left(\frac{q_2q_3}{q_4}-q_1\right),$$

где q — проводимости соответствующих резисторов

Для $q_2q_3=q_1q_4$ или $R_2/R_1=R_4/R_3$ напряжение $U_3=\infty$ В частности, при $R_2=R_4$ и $R_1=R_3$ в мосте не действуют обратные связи, и выходные напряжения $U_3$ и $U_4$ могут принимать любые значения в пределах своего динамического диапазона Если вместо резисторов R1 и R4 включить конденсаторы C1 и C4, то в мосте возникнут колебания с частотой $j\omega C_1R_2=1/(j\omega C_4R_3)$ или $R_2R_3=1/(\omega C_3C_4)$ и $\omega=1/\sqrt{R_2R_3C_3C_4}$

На рис. 2.19, *б* показан способ подключения внешнего сигнала к мосту на ОУ Для этого элемента можно написать уравнения

$$I_{вх}+I_3=I_4 \quad и \quad (U_3+U_2)/R_1=(U_4-U_2)/R_2,$$

где $I_3$ и $I_4$ — токи, протекающие через резисторы R3 и R4;

$$I_{R3}=I_{R4};\quad I_{R3}=(U_3-U_1)/R_3 \ и \quad I_{R4}=(U_1+U_4)/R_4.$$

На основе этих уравнений получим

$$I_{вх} = \left[(q_3 + q_4) + \frac{(kq_4 - q_3)(q_1 + q_2)}{kq_2 - q_1}\right] U_1,$$

или $I_{вх} = AU_1$, где A — выражение в квадратных скобках, k — коэффициент передачи ОУ. Поскольку $U_1 = U_{вх} - I_{вх}/q_5$, то $I_{вх} = AU_{вх} - \frac{A}{q_5} I_{вх}$ или $(1 + A/q_5) I_{вх} = AU_{вх}$. Тогда входное сопротивление будет $R_{вх} = 1/A - 1/q_5$.

Из анализа этого выражения следует, что при замене резисторов конденсаторами входное сопротивление может быть отрицательным и положительным, иметь характер отрицательной и положительной индуктивности.

## Вспомогательные элементы

**Витые линии связи** (рис. 2.20). При передаче цифровой информации внутри вычислительных устройств по длинным линиям связи возникают значительные помехи. В некоторых случаях с ними чрезвычайно трудно бороться. Поэтому для передачи сигналов по таким линиям приходится использовать специальные виды линий связи.

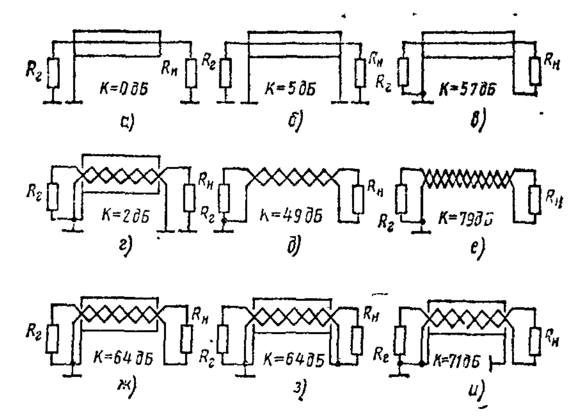



Рис. 2.20

В состав витой пары могут входить провода различного типа. В табл. 2.2 указаны типы проводов с указанием погонной емкости линии и волнового сопротивления для длины 3 м.

Существуют два основных способа борьбы с наводками общего вида: симметрирование входных цепей и экранирование. Симметрирования входных цепей добиваются механическим, компенсационным или гальваническим разделением. При симметрировании необходимо, чтобы источник сигнала был с низким полным сопротивлением и средней заземленной точкой. Соединительный кабель должен быть симметричным, сопротивление его сигнальных проводов и распределение емкости в кабеле должны быть одинаковыми. Экранирующую оплетку соединяют с общим проводом только в одной точке — со стороны источника сигнала. На входе приемника включают ОУ с высоким коэффициентом ослабления синфазного сигнала. Метод симметрирования обеспечивает коэффициент подавления помех общего вида частотой 50 Гц на 40...60 дБ.

Наиболее распространенный способ борьбы с наводками — электромагнитное экранирование. Особое внимание в этом случае уделяют выборке кабеля. На рис. 2.20 показаны различные схемы подключения кабелей: коаксиального с заземлением у источника сигнала (*а*), с заземлением у источника и приемника (б), с заземлением у источника и обнуление приемника (*в*); из скрученных проводов при заземлении у источника и приемника (*г*); скрученная пара с шагом 5 см (*д*); скрученная пара с шагом 1,7 см, заземленная у источника (*е*); экранированной витой пары заземлением экрана у источника и приемника (*ж*); с заземлением экрана у источника (*з*); с заземлением экрана у источника и обнуление входа приемника (*и*).

Сигналы помехи, наводимые в каждом из проводов витой пары, имеют одинаковую амплитуду и полярность. Поскольку приемное устройство выделяет только разностный сигнал, достигается значительное ослабление помех. Такой метод передачи цифровой информации можно применять в устройствах, выполненных на логических микросхемах.

**Твердотельные электронные микроохладители и термоэлектрические батареи.** Твердотельные электронные микроохладители (ТЭМО) и термоэлектрические батареи (ТЭБ) предназначены для обеспечения заданного теплового режима электронных элементов, термостабилизации, охлаждения или подогрева. Они используются для термостатирования и устройств радиоэлектроники; ТЭМО и ТЭБ сохраняют работоспособность устройств при окружающей температуре ±60 °С.

Работа микроохладителей основана на эффекте Пельтье. Охлаждающим элементом служит термоэлектрическая пара, состоящая из полупроводниковых материалов p и n типа, через которые пропускают постоянный ток. Каждый микроохладитель содержит до 40 последовательно соединенных термоэлементов (рис. 2.21, *а*, *б*). Конструктивно микроохладитель вы-

Таблица 2.2

| Провод | Сечение | Положение провода | С, пФ/м | R, Ом |
|---|---|---|---|---|
| МГШВ | 0,12 | Вне жгута | 38,3 | 127 |
| | | В центре жгута | 57,4 | 92 |
| МШВ | 0,07 | Вне жгута | 36 | 130 |
| | | В центре жгута | 55 | 97 |
| ПЭЛШО | 0,2 | Вне жгута | 56 | 77 |
| | | В центре жгута | 86,5 | 54 |
| ПЭВ-2 | 0,2 | Вне жгута | 105 | 57 |
| ПЭВТЛ-2 | 0,2 | То же | 105 | 53 |
| ПЭЬТЛ 2 | 0,1 | » | 100 | 57 |
| ПЭВТЛК | 0,12 | » | 67 | 72 |
| МГТФ | 0,07 | » | 35,6 | 118 |
| ПВ | 0,2 | » | 44,6 | 107 |

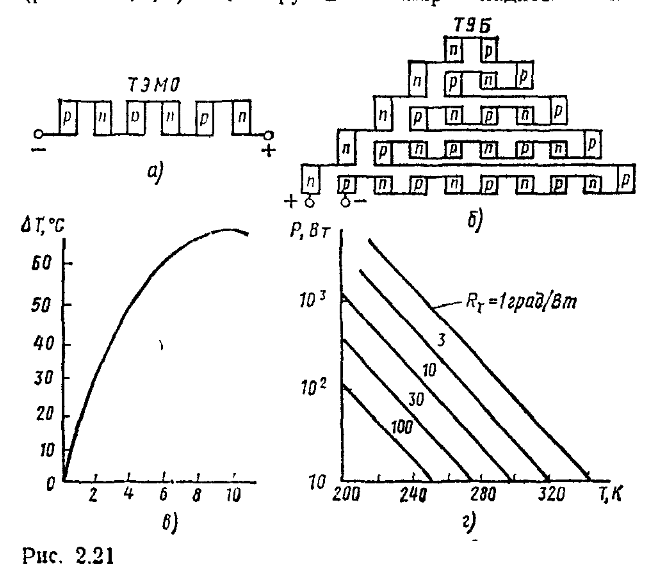



Рис. 2.21

Таблица 2.3

| Термоохладитель и термобатарея | Число ступеней | Основной параметр | | | Сопротивление, Ом | Время выхода на режим, мин | Габаритные размеры, мм | Рабочая площадь, мм | Масса, г |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | $T_{max}$, °C | P, Вт | I, A | | | | | |
| ТЭМО-2 | 1 | 62 | 60 | 15 | 0,26±0,1 | 1,5 | 40×40×13 | 40×40 | 900 |
| ТЭМО-3 | 1 | 62 | 4,5 | 3,5 | 0,68±0,1 | 1,5 | 15×20×10 | | 15 |
| ТЭМО-4 | 1 | 62 | 20 | 9 | 0,45±0,05 | 1,5 | 30×40×10 | | 80 |
| ТЭМО-5 | 1 | 62 | 9 | 7,5 | 0,3±0,04 | 1,5 | 15×20×5,6 | | 10 |
| ТЭМО-6 | 1 | 62 | 16,5 | 9 | 0,4±0,05 | 1,5 | 20×30×5,8 | | 15 |
| ТЭМО-4-1 | 1 | 62 | 1,25 | 9 | 0,12±0,01 | 2 | 6×6×5 | 6×6 | 0,6 |
| ТЭМО-4-2 | 1 | 62 | 2,5 | 9 | 0,29±0,08 | 2 | 10×10×6 | 10×10 | 1,5 |
| ТЭМО-4-3 | 1 | 67 | 5 | 9 | 0,58±0,05 | 2 | 12×14×6 | 12×14 | 3 |
| ТЭМО-4-4 | 1 | 67 | 10 | 9 | 1,16±0,07 | 2 | 22×17×6 | 22×17 | 6 |
| ТЭБ 1-1 | 1 | 67 | 20 | 4 | 2,32±0,1 | 2 | 45×30×9 | 35×22 | 36 |
| ТЭБ 2-2 | 2 | 85 | 0,16 | 4 | 0,7±0,05 | 3 | 12×14×11 | 6×6 | 4 |
| ТЭБ 2-3 | 2 | 85 | 0,32 | 4 | 0,87±0,06 | 3 | 12×14×12 | 10×10 | 4,5 |
| ТЭБ 4-4 | 4 | 106 | 0,16 | 4 | 4,67±0,2 | 5 | 22×17×23 | 6×6 | 11,5 |
| ТЭБ 4-5 | 4 | 106 | 0,32 | 4 | 4,35±0,2 | 5 | 45×30×30 | 10×10 | 46,5 |
| ТЭБ 5-6 | 5 | 132 | 0,16 | 4 | 4,47±0,2 | 5 | 45×30×35 | 6×6 | 47 |

полнен в виде бруса, на одну рабочую грань которого крепят охлаждаемый элемент, а к другой рабочей грани прикрепляют теплоотвод. При температуре горячей грани 27 °С микроохладитель ТЭМО-4 обеспечивает наибольший перепад температур 65 °С при токе 2 А (рис. 2.21, *в*).

На рис. 2.21, *г* показана зависимость мощности, потребляемой многокаскадным охладителем, от температуры холодной грани при температуре горячей грани, равной 70 °С для различных значений теплового сопротивления между рабочими гранями.

Технические параметры термоэлементов представлены в табл. 2.3.

# ПРОСТЫЕ ТРЕХПОЛЮСНИКИ

Резисторные цепи являются наиболее распространенными делителями напряжения. Они применяются для согласования входных и выходных сопротивлений различных устройств. Это согласование осуществляется с помощью трехполюсников и четырехполюсников. Важное значение имеют управляемые ослабители напряжения. Они позволяют реализовать сложные законы изменения сопротивления резисторной цепи.

## Полевые транзисторы

Полевые транзисторы при низкой температуре (рис. 3.1). На рис. 3.1, *а* приведены характеристики полевого транзистора КП301Б, а на рис. 3.1, *б* КП350 при температуре 300 К, 77 К и 4,2 К. Как видно из рисунков, форма выходных характеристик транзисторов значительно изменяется при температуре 4,2 К. При небольшом напряжении смещения $U_{ЗИ}$ (рис. 3.1, *в*) первоначальное изменение этого напряжения сопровождается отсутствием тока стока и только с некоторого значения $U_{ЗИ}$ ток стока скачкообразно увеличивается. Этот эффект заметно проявляется у транзистора КП350.

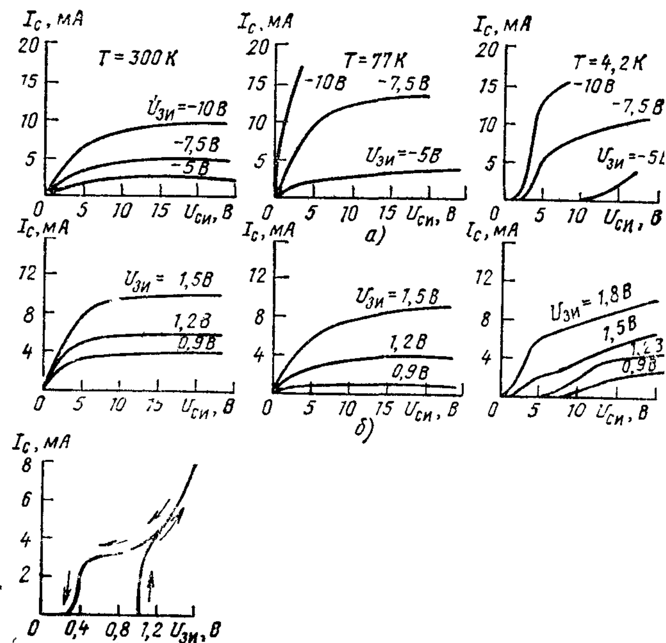


Рис 3.1

## Резисторные цепи

**Ослабители** (рис. 3.2). Ослабители сигналов могут быть рассчитаны для различных значений входных и выходных сопротивлений, для различных коэффициентов передачи k или коэффициентов затухания α.

На рис. 3.2, *а* представлена схема ослабителя, где сопротивление резисторов рассчитывают по формулам

$$R_1 = \sqrt{R_{вх}(R_{вых} - R_{вх})} \text{ и}$$

$$R_2 = R_{вых}\sqrt{R_{вх}(R_{вх} - R_{вых})}.$$

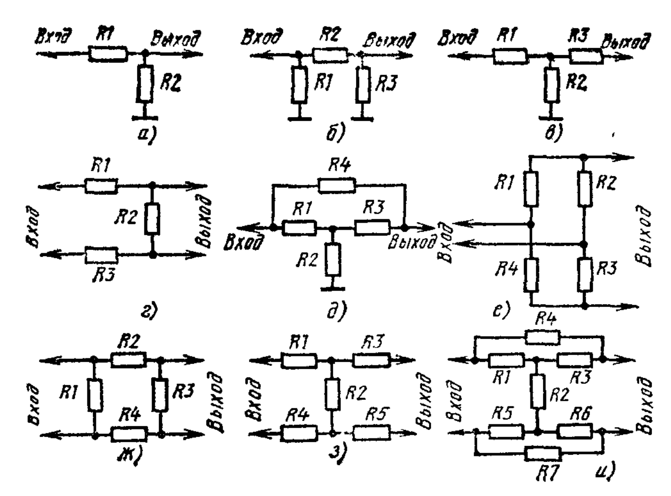



Рис. 3.2

Коэффициент передачи по напряжению

$$k=1/(1+R_1/R_{вых}+R_1/R_2),$$

коэффициент затухания

$$\alpha = \frac{R_{вх}}{R_{вых}}\left(1+\sqrt{1-\frac{R_{вых}}{R_{вх}}}\right).$$

Для расчета элементов П-образного ослабителя (рис. 3.2, *б*) пользуются выражениями:

$$R_1 = \frac{(\alpha^2-1)R_{вх}}{\alpha^2+1-2\alpha\sqrt{R_{вх}/R_{вых}}} \quad \text{или}$$

$$R_1 = \frac{1-k^2}{1+k^2-2k\sqrt{R_{вх}/R_{вых}}};$$

$$R_2 = \frac{\alpha^2-1}{2\alpha}\sqrt{R_{вх}R_{вых}} \quad \text{или}$$

$$R_2 = \frac{1-k^2}{k}\sqrt{R_{вх}R_{вых}};$$

$$R_3 = \frac{(\alpha^2-1)R_{вых}}{\alpha^2+1-2\alpha\sqrt{R_{вых}/R_{вх}}} \quad \text{или}$$

$$R_3 = \frac{(1-k^2)R_{вых}}{1+k^2-2k\sqrt{R_{вых}/R_{вх}}};$$

для $R_{вх}=R_{вых}=R_н$

$$R_1 = R_3 = \frac{\alpha+1}{\alpha-1}R_н \quad \text{или} \quad R_1=R_3=\frac{1+k}{1-k}R_н;$$

$$R_2 = \frac{\alpha^2-1}{2\alpha}R_н \quad \text{или} \quad R_2=\frac{1-k^2}{2k}R_н.$$

Элементы Т-образного ослабителя (рис. 3.2, *в*) рассчитывают по выражениям:

$$R_1 = \frac{\alpha^2+1}{\alpha^2-1}R_{вх}-\frac{2\alpha}{\alpha^2-1}\sqrt{R_{вх}R_{вых}} \quad \text{или}$$

$$R_1 = \frac{1+k^2}{1-k^2}R_{вх}-\frac{2k}{1-k^2}\sqrt{R_{вх}R_{вых}};$$

$$R_2 = \frac{2\alpha}{\alpha^2-1}\sqrt{R_{вх}R_{вых}} \quad \text{или} \quad R_2=\frac{2k}{1-k^2}\sqrt{R_{вх}R_{вых}};$$

$$R_3 = \frac{\alpha^2+1}{\alpha^2-1}R_{вых}-\frac{2\alpha}{\alpha^2-1}\sqrt{R_{вх}R_{вых}} \quad \text{или}$$

$$R_3 = \frac{1+k^2}{1-k^2}R_{вых}-\frac{2k}{1-k^2}\sqrt{R_{вх}R_{вых}};$$

при $R_{вх}=R_{вых}=R_н$

$$R_1=R_3=\frac{\alpha-1}{\alpha+1}R_н \quad \text{или} \quad R_1=R_3=\frac{1-k}{1+k}R_н;$$

$$R_2=\frac{2\alpha}{\alpha^2-1}R_н \quad \text{или} \quad R_2=\frac{2k}{1-k^2}R_н.$$

Для ослабителя по схеме на рис. 3.2, *г*

$$R_1=R_3=\frac{R_{вх}}{2}\sqrt{1-R_{вых}/R_{вх}} \quad \text{и}$$

$$R_2=\frac{R_{вых}}{\sqrt{1-R_{вых}/R_{вх}}}$$

или

$$R_1=R_3=\frac{1-k}{2}R_{вх} \quad \text{и} \quad R_2=\frac{R_{вых}}{1/k-R_{вх}/R_{вых}}.$$

В ослабителе по схеме на рис. 3.2, *д* считают, что $R_{вх}=R_{вых}=R_н$, тогда $R_1=R_3=R_н$, $R_2=R_н/(\alpha-1)$ или $R_2=\frac{k}{1-k}R_н$ и $R_4=(\alpha-1)R_н$, или $R_4=\frac{1-k}{k}R_н$.

На рис. 3.2, *е* представлена схема мостового ослабителя. Его элементы рассчитывают по следующим формулам при условии $R_{вх}=R_{вых}=R_н$.

$$R_1=R_3=\frac{\alpha-1}{\alpha+1}R_н \quad \text{или} \quad R_1=R_3=\frac{1-k}{1+k}R_н;$$

$$R_2=R_4=\frac{\alpha+1}{\alpha-1}R_н \quad \text{или} \quad R_2=R_4=\frac{1+k}{1-k}R_н.$$

Схема кольцевого ослабителя показана на рис. 3.2, *ж*. Его элементы определяют из выражений:

$$R_1=\frac{(\alpha^2-1)R_{вх}}{\alpha^2+1-2\alpha\sqrt{R_{вх}/R_{вых}}} \quad \text{или}$$

$$R_1=\frac{(1-k^2)R_{вх}}{1+k^2-2k\sqrt{\frac{R_{вх}}{R_{вых}}}};$$

$$R_2=R_4=\frac{\alpha^2-1}{4\alpha}\sqrt{R_{вх}R_{вых}} \quad \text{или}$$

$$R_2=R_4=\frac{1-k^2}{4k}\sqrt{R_{вх}R_{вых}};$$

$$R_3=\frac{(\alpha^2-1)R_{вых}}{\alpha^2+1-2-\alpha\sqrt{R_{вых}/R_{вх}}} \quad \text{или}$$

$$R_3=\frac{(1-k^2)R_{вых}}{1+k^2-2k\sqrt{R_{вых}/R_{вх}}};$$

при $R_{вх}=R_{вых}=R_н$

$$R_1=R_3=\frac{\alpha+1}{\alpha-1}R_н \quad \text{или} \quad R_1=R_3=\frac{1+k}{1-k}R_н;$$

$$R_2=R_4=\frac{\alpha^2-1}{4\alpha}R_н \quad \text{или} \quad R_2=R_4=\frac{1-k^2}{4k}R_н.$$

На рис. 3.2, *з* показана схема ослабителя, элементы которого определяют из выражений:

$$R_1=R_4=\frac{\alpha^2+1}{2(\alpha^2-1)}R_{вх}-\frac{\alpha}{\alpha^2-1}\sqrt{R_{вх}R_{вых}}$$

или

$$R_1=R_4=\frac{1+k^2}{2(1-k)}R_{вх}-\frac{k}{1-k^2}\sqrt{R_{вх}R_{вых}};$$

$$R_2=\frac{2\alpha}{\alpha^2-1}\sqrt{R_{вх}R_{вых}} \quad \text{или} \quad R_2=\frac{2k}{1-k^2}\sqrt{R_{вх}R_{вых}};$$

$$R_3=R_5=\frac{\alpha^2+1}{2(\alpha^2-1)}R_{вых}-\frac{\alpha}{\alpha^2-1}\sqrt{R_{вх}R_{вых}}$$

или

$$R_3 = R_5 = \frac{1 + k^2}{2(1 - k^2)} R_{вых} - \frac{k}{1 - k^2} \sqrt{R_{вх} R_{вых}};$$

при $R_{вх} = R_{вых} = R_н$

$$R_1 = R_3 = R_4 = R_5 = \frac{\alpha - 1}{2(\alpha + 1)} R_н$$

или

$$R_1 = R_3 = R_4 = R_5 = \frac{1 - k}{2(1 + k)} R_н;$$

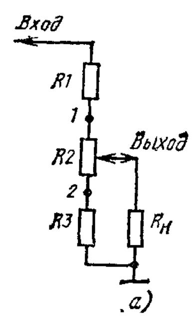
$$R_2 = \frac{2\alpha}{\alpha^2 - 1} R_н \quad или \quad R_2 = \frac{2k}{1 - k^2} R_н.$$

Для расчета элементов ослабителя по схеме на рис 3 2, *и* справедливы следующие выражения при $R_{вх} = R_{вых} = R_в$:

$$R_1 = R_3 = R_5 = R_6 = 0{,}5R_в; \quad R_2 = R_н/(\alpha - 1)$$

или

$$R_2 = \frac{k}{1 - k} R_н;$$



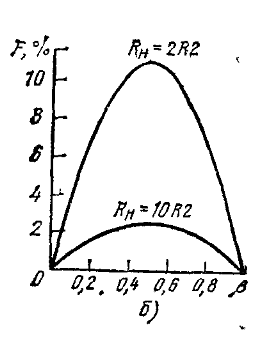




Рис 3 3

$$R_4 = R_7 = \frac{\alpha - 1}{2} R_н \quad или \quad R_4 = R_7 = \frac{1 - k}{2k} R_c.$$

Делитель напряжения с нагрузкой (рис. 3 3, *а*). На рис. 3 3, *б* приведены кривые погрешности выходного напряжения от сопротивления нагрузки. Выходное напряжение делителя рассчитывают, исходя из того, что $R_д = R_1 + R_2 + R_3$. Коэффициент деления для точки 2 равен $\beta_2 = R_3/R_д$, а для точки 1 $\beta_1 = R_2 + R_3/R_д$ Динамический диапазон определяется выражением

$$\Delta\beta = \beta_1 - \beta_2 = (R_2 + R_3)/R_д - R_3/R_д = R_2/R_д.$$

Отсюда

$$R_2 = R_д \Delta\beta = R_д((U_1 - U_2)/U_{вх}).$$

Теперь можно определить сопротивление резисторов делителя

$$R_1 = (1 - U_1/U_{вх}) R_д \quad и \quad R_2 = (U_2/U_{вх}) R_д.$$

Максимальная ошибка для значения $\beta = 0{,}5$ определяется выражением

$$F = 100\,\%/(1 + 4R_н/R_2).$$

С учетом максимальной ошибки определяется $R_д$ из выражения

$$R_д = 4R_н/(100\,\%/F - 1).$$

**Измерительный ослабитель** (рис. 3 4). Ослабители сигналов часто применяют в устройствах, где требуется дискретное дозированное изменение заданного сигнала. На рис. 3.4, *а* представлена схема ослабителя, рассчитанного на изменение сигнала на 147 дБ с волновым сопротивлением 50 Ом.

Схема Т-образного звена ослабителя представлена на рис. 3 4, б, а П-образного — на рис. 3 4, *в* Номиналы элементов, используемых в ослабителе, представлены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

| Резисторы | Коэффициент ослабления, дБ | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 |
| R1, Ом | 2,9 | 5,7 | 8,5 | 11,3 | 14,0 | 16,6 | 19,0 | 21,5 | 23,8 | 26 | 28 | 30 | 31,7 | 38,3 | 35 | 36,3 |
| R2, Ом | 433,3 | 215,2 | 132 | 104,8 | 82,2 | 66,9 | 55,8 | 47,3 | 40,6 | 35 | 30,6 | 26,8 | 23,5 | 20,8 | 18,4 | 16,2 |
| R3, Ом | 870 | 436 | 292 | 221 | 178,6 | 150,5 | 130,7 | 116 | 105,0 | 96,2 | 89,2 | 83,5 | 78,8 | 74,9 | 71,6 | 68,8 |
| R4, Ом | 5,8 | 11,6 | 17,6 | 23,8 | 30,4 | 37,3 | 44,8 | 52,8 | 61,6 | 70,7 | 81,6 | 93,2 | 106 | 120,3 | 136,1 | 153,8 |

*Продолжение*

| Резисторы | Коэффициент ослабления, дБ | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | 23 | 24 | 25 | 30 | 35 | 40 | 45 | 50 | 55 | 60 |
| R1, Ом | 37,6 | 38,8 | 40 | 41 | 41,8 | 42,6 | 43,4 | 44 | 44,7 | 47 | 48,2 | 49 | 49,4 | 49,7 | 49,8 | 49,9 |
| R2, Ом | 14,4 | 12,8 | 11,4 | 10 | 9 | 7,8 | 7,1 | 6,3 | 5,6 | 3,2 | 1,8 | 1 | 0,56 | 0,32 | 0,18 | 0,1 |
| R3, Ом | 66,4 | 64,4 | 62,6 | 61 | 59,7 | 58,6 | 57,6 | 56,7 | 56 | 53,2 | 51,8 | 51 | 50,5 | 50,3 | 50,2 | 50,1 |
| R4, Ом | 173,4 | 195,4 | 220 | 247,5 | 278,5 | 312,7 | 348 | 394,6 | 443,1 | 789,7 | 1406,1 | 2500 | 4442,7 | 7904,3 | 14061,5 | 25 000 |

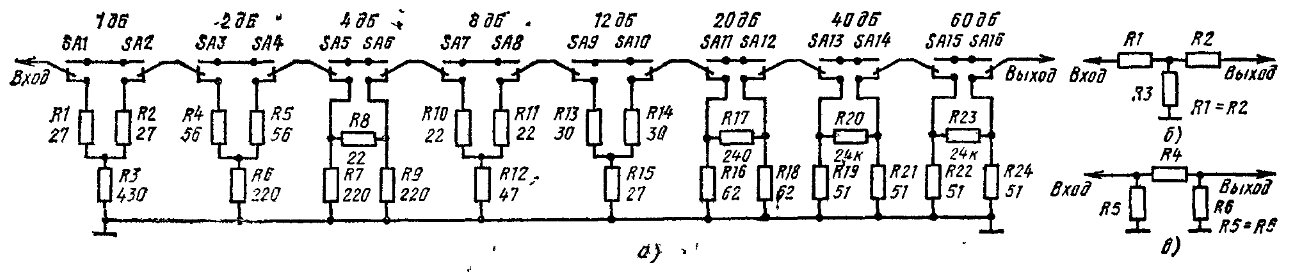



Рис. 3.4

# УСИЛИТЕЛИ

Операционные усилители (ОУ) являются одним из наиболее распространенных видов микросхем. Основным схемотехническим узлом всех ОУ является дифференциальный усилитель, выполненный на биполярных или полевых транзисторах. Чаще всего в аналоговых микросхемах используют биполярные транзисторы. Это объясняется следующими их достоинствами: напряжение смещения и температурный дрейф у биполярных транзисторов значительно меньше, чем у полевых; удельная крутизна на единицу площади и нагрузочная способность биполярного транзистора значительно больше (эти параметры определяют усилительные свойства и выходную мощность ОУ). Минимальное напряжение, при котором работает биполярный транзистор, значительно меньше, что объясняется лучшей воспроизводимостью напряжения прямосмещенного эмиттерного перехода биполярного транзистора по сравнению с воспроизводимостью напряжения отсечки, порогового напряжения полевых транзисторов. Появление комплементарных дополняющих транзисторов значительно улучшило не только электрические параметры, но и эксплуатационные характеристики аналоговых микросхем.

К недостаткам биполярных транзисторов следует отнести больший входной ток. Однако существуют ОУ, такие как К14ОУД14, в которых на входе включены транзисторы со сверхвысоким коэффициентом передачи тока. Они по входным параметрам при температуре от —60 до +125 °С почти в 10 раз лучше усилителей с полевыми транзисторами на входе. Малое напряжение смещения (менее 1 мВ) и его незначительный температурный дрейф (менее 5 мкВ/°С) позволяют в большинстве случаев исключить регулировку напряжения смещения. У этих ОУ ничтожная разность значений входных токов (менее 200 пА). Операционные усилители работоспособны при напряжении питания от 2Х2 до 2Х20 В. Потребляемый ток не превышает 300 мкА.

Широкое распространение получили ОУ в различных усилительных устройствах. На ОУ строят большинство усилителей ЗЧ, предназначенных для усиления гармонических и импульсных сигналов При усилении сигналов обычно возникают искажения, т. е. отклонения по форме выходного сигнала от входного. Свойства усилителя и вносимые искажения определяются основными техническими характеристиками: коэффициентом усиления, рабочей полосой частот, частотно-фазовой и переходной характеристиками.

Резонансные и полосовые усилители предназначены для усиления слабых сигналов РЧ. Они работают в основном в линейном режиме и обеспечивают устройство необходимой избирательностью. Эти усилители, как правило, многоступенны и обладают большим коэффициентом усиления. Нагрузкой каждой ступени этих усилителей служит колебательный контур. В зависимости от требуемой избирательности применяются однозвенные, многозвенные фильтры и фильтры сосредоточенной селекции. Избирательность усилителей характеризует степень подавления сигналов с частотой, находящейся за пределами полосы приема.

## Транзисторные усилители

**Усилитель на двух транзисторах** (рис 4 1) Первый его транзистор обеспечивает большое входное сопротивление, а второй — малое выходное.

Его параметры: коэффициент усиления 10; входное сопротивление 5 МОм; входная емкость 5...6 пФ; полоса пропускания по уровню 3 дБ от 1 кГц до 10 МГц; максимальное входное напряжение 3 В. Налаживают усилитель подстройкой резистора R1. Коэффициент усиления устанавливают подбором резистора R4. Для

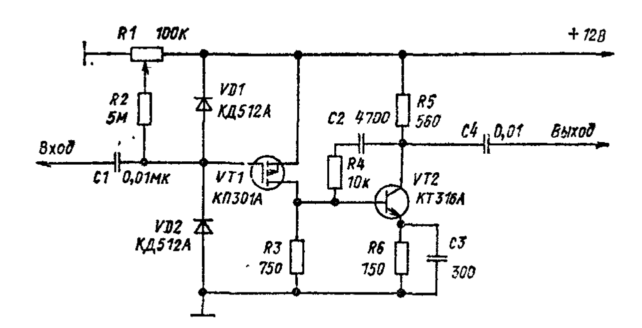



Рис. 4.1

подъема АЧХ в области высоких частот необходимо последовательно с конденсатором С2 включить резистор сопротивления 50...100 Ом. Диоды VD1 и VD2 нужны для защиты первого транзистора от бросков входного напряжения.

**Усилитель с большим входным сопротивлением** (рис. 4.2). Он имеет входное сопротивление более

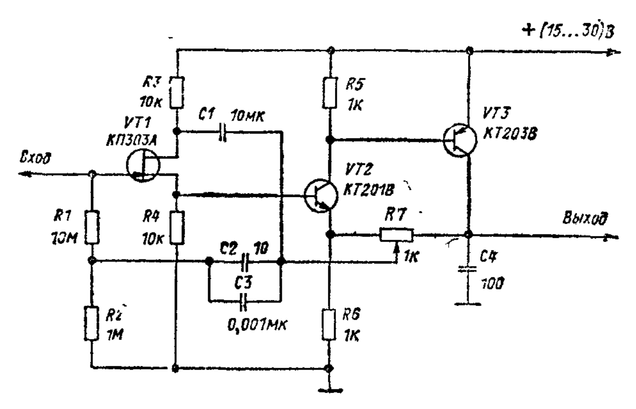



Рис. 4.2

100 МОм и входную емкость менее 0,25 пФ. Усилитель охвачен двумя цепями с отрицательными ОС. Обратная связь через конденсатор С1 значительно уменьшает входную емкость, поскольку между затвором и стоком приложено постоянное напряжение. Сигналы на затворе и стоке совпадают по фазе и тем самым не происходит зарядки емкости между затвором и стоком, значит, не происходит потеря сигнала в цепи затвора.

Другая ОС через конденсатор С2 и С3 позволяет уменьшить входной ток через резистор R1 и тем самым увеличить входное сопротивление. Это относится к случаю, когда движок переменного резистора R7 находится в левом крайнем по схеме положении, когда через цепь ОС проходит сигнал, равный входному. Если же в цепь ОС подать больший сигнал, то произойдет процесс перекомпенсации, который может значительно увеличить входное сопротивление и свести к минимуму входную емкость. Однако в этом режиме усилитель может оказаться неустойчивым. Из-за фазовых сдвигов сигналов возникнет паразитная генерация. Эту генерацию можно устранить подключением конденсатора С4 Иногда в этом конденсаторе нет необходимости.

**Формирователь высоковольтных сигналов** (рис. 4.3). Он позволяет получить на выходе сигнал с амплитудой в несколько сотен вольт. Ограничение амплитуды

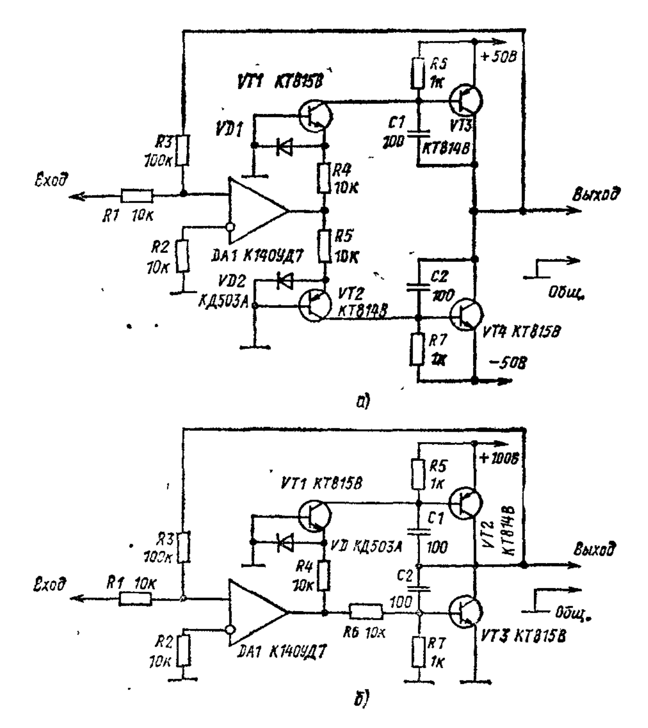



Рис. 4.3

входного сигнала связано с пробивным напряжением используемых транзисторов.

На рис. 4.3, *а* показана схема формирователя двухполярных сигналов, а на рис. 4.3, *б* — однополярных. В первом из них выходной ток ОУ протекает через эмиттерную цепь транзисторов VT1 или VT2 в зависимости от полярности входного напряжения. Далее этот ток усиливают транзисторы VT3 или VT4. Выходной сигнал через резистор R3 цепи отрицательной ОС поступает на вход, тем самым определяя коэффициент передачи формирователя, равный 10.

В формирователе можно применить транзисторы, параметры которых приведены в табл. 4.1.

Таблица 4.1

| Тип транзистора | $U_{КБ}$, В | $U_{КЭ}$, В | $I_К$, А | $t_п$, мкс |
|---|---|---|---|---|
| КТ506А | 800 | 400 | 2 | 0,5 |
| КТ812А | 700 | 350 | 12 | 1,0 |
| КТ826А | 1000 | 600 | 9 | 0,7 |
| КТ828А | 1500 | 700 | 5 | 1,2 |
| КТ839А | 1500 | 700 | 10 | 1,5 |
| КТ840А | 900 | 400 | 6 | 0,4 |
| КТ841 | 600 | 350 | 10 | 0,5 |

**Усилитель ЗЧ с частотно-зависимой ОС** (рис. 4.4). Он имеет входное сопротивление 20 кОм. При входном напряжении 200 мВ на нагрузке 8 Ом он развивает выходную мощность 5 Вт. Коэффициент гармоник на частоте 1 кГц менее 0,3 %. Полоса пропускания от 20 Гц до 30 кГц.

**Компрессор** (рис. 4.5). Он построен на делителе напряжения, составленном из резистора R1 и полевого транзистора VT1, играющего роль переменного резистора. Сигнал с делителя подведен к входу ОУ, на выходе которого включен детектор, формирующий постоянный уровень управляющего сигнала. Управляющий сигнал меняет проводимость полевого транзистора. При большом входном сигнале полевой транзистор открывается сильнее и уменьшает амплитуду сигнала, подаваемого на ОУ. Если входное напряжение меняется от 3 мВ до 10 В, то выходное напряжение будет меньше 0,3 В. Компрессор работает в полосе частот от 1 до 100 кГц. Применение более широкополосных ОУ позволит поднять частотный предел до 1 МГц.

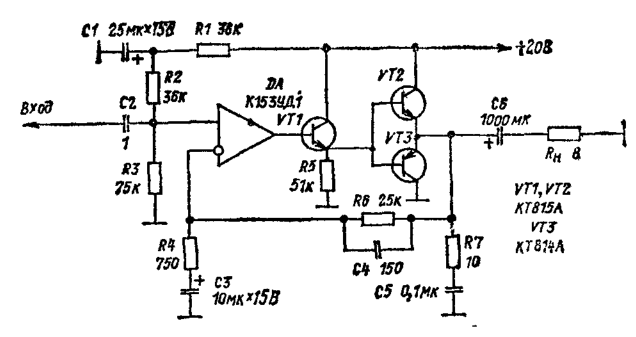



Рис. 4.4

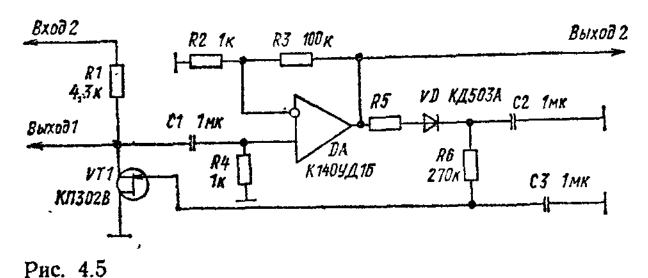



Рис. 4.5

**Усилитель с двойной отрицательной ОС** (рис. 4.6). Первая ОС образована элементами R1, R3, R4 и C1, C2, имеет относительно небольшую глубину и работает на звуковых частотах. Вторая включена параллельно первой и охватывает диапазон частот до 20 Гц. Эта связь построена на транзисторе VT1 и на элементах R2, R6, R8 и C3. Такое построение усилителя улучшает его переходные характеристики и стабилизирует режим по постоянному току, способствует подавлению паразитных инфранизкочастотных колебаний и уменьшает интермодуляционные искажения.

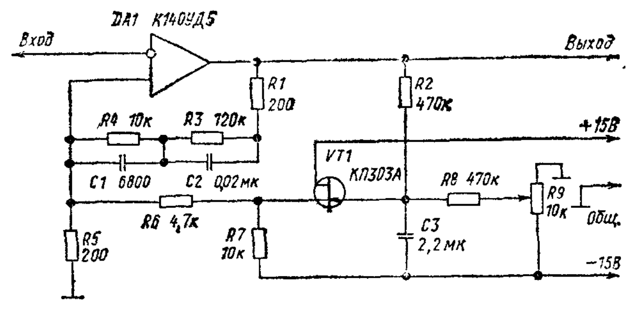



Рис. 4.6

**Измерительный усилитель** (рис. 4.7). Первая ступень усилителя, выполнена на ОУ DA1. Она дает основное усиление 400...500 при ширине полосы в несколько десятков килогерц. На его выходе сигнал достигает амплитуды 5 В при сигнале на входе 15 мВ Вторая ступень измерительного усилителя DA2 увеличивает сигнал

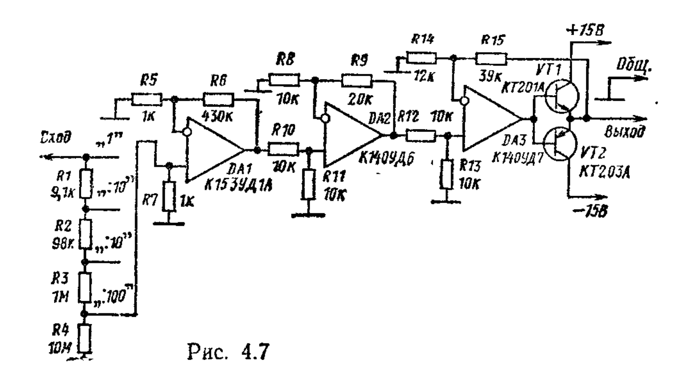


Рис. 4.7

до амплитуды 10 В. Операционный усилитель DA3 и транзисторы VT1 и VT2 выполняют функции усилителя мощности. На выходе усилителя можно получить ток до 40 мА. Нестабильность выходного сигнала 0,2 %. Напряжение шумов равно 10 мВ.

**Усилитель ЗЧ с увеличенным динамическим диапазоном** (рис. 4.8, *а*). Он состоит из двух ступеней с динамической отрицательной ОС. Глубина ОС меняется в зависимости от амплитуды входного сигнала. Нелинейный элемент ОС построен на диодах.

Выходной сигнал каждого ОУ детектируют элементы VD5, VD6, C1, C2 (VD11, VD12, C3, C4). Это напряжение управляет проводимостью диодов VD1—VD4 (VD7—VD10), которые шунтируют входную цепь ОУ. В результате с увеличением амплитуды входного сигнала увеличивается проводимость диодов, что приводит к уменьшению сигнала на входе. Передаточная характеристика усилителя приведена на рис. 4.8, *б*.

**Усилитель с регулируемым коэффициентом усиления** (рис. 4.9). В цепь отрицательной ОС ОУ включен ком-

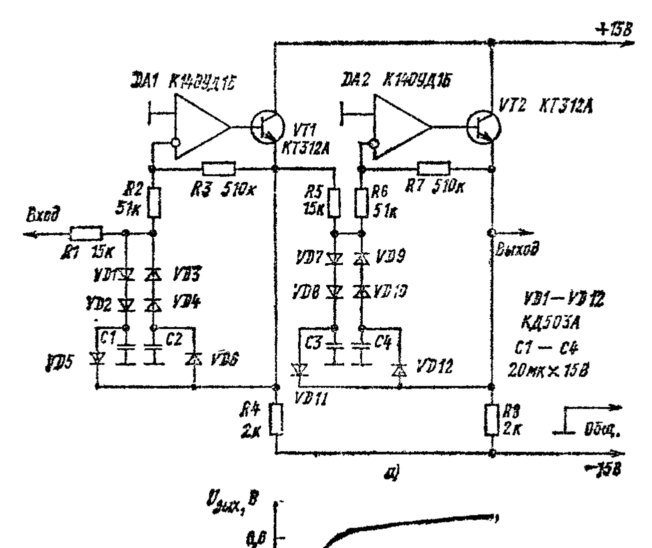


Рис. 4.8

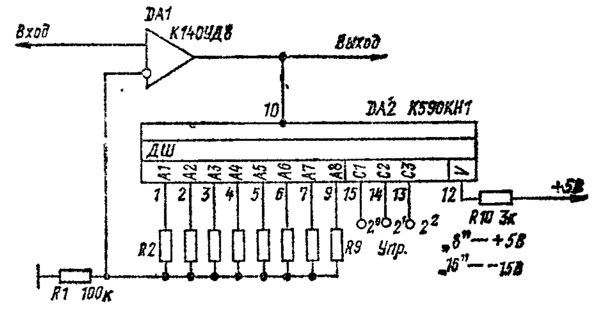


Рис. 4.9

мутатор аналоговых сигналов DA2, который вводит в цепь ОС резисторы с различными номиналами. Управляют переключателем подачей двоичного кода.

## Усилители с регулируемыми параметрами

**Усилитель с управляемым коэффициентом усиления** (рис. 4.10). Входной сигнал поступает на ОУ DA5. В цепи его ОС включен управляемый дели-

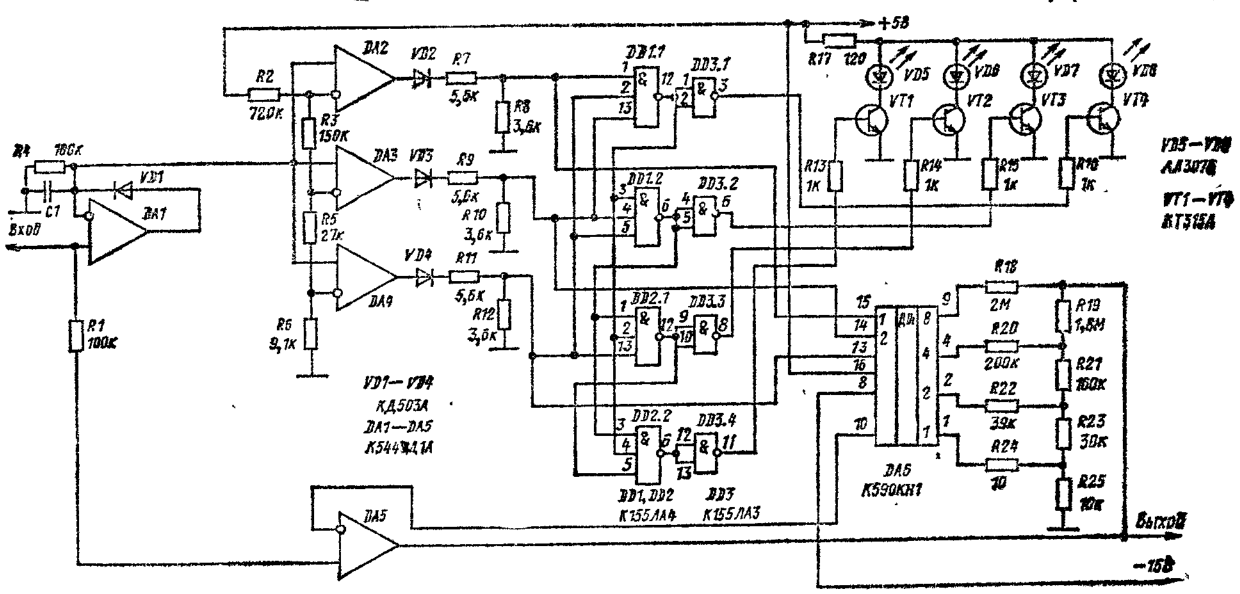


Рис 4 10

тель напряжения на резисторах R18—R25. Управляют делителем с помощью коммутатора DA6. Коммутатор переключается по сигналам с компараторов DA2—DA4. С компараторов сигналы поступают также на логические устройства DD1—DD3, которые включают индикаторы, указывающие диапазон работы усилителя.

Компараторы DA2—DA4 определяют четыре пороговых уровня. Эти уровни задаются делителем напряжения на резисторах R2, R3, R5, R6. На неинвертирующий вход компараторов подан сигнал с детектора, построенного на ОУ DA1 диоде VD1 и конденсаторе C1. В зависимости от уровня входного сигнала на выходе детектора появляется постоянное по знаку, но переменное по значению напряжение. Это напряжение фиксируют компараторы DA2—DA4 и включают соответствующий делитель в цепи ОС ОУ DA5, тем самым меняя уровень выходного сигнала. В зависимости от входного сигнала коэффициент усиления ОУ DA5 может принимать значения 10, 50 и 100. Входной сигнал может меняться от 1 мВ до 10 В. Нижняя граничная частота усилителя равна 1 Гц.

Регулятор тембра (рис. 4.11). Обе схемы регулятора тембра позволяют регулировать коэффициент усиления в области низших (при 30 Гц на 20...25 дБ) и высших

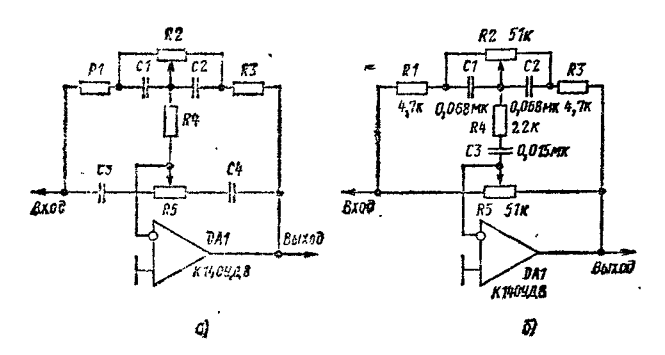


Рис. 4.11

звуковых частот (при 20 кГц на 12...18 дБ). Применимы также следующие комбинации номиналов: 1) R1 = 8,2 кОм, R2 = 100 кОм, R3 = 8,2 кОм, R5 = 100 кОм, C1 = 22 нФ, C2 = 22 нФ, C3 = 2,2 нФ, C4 = 2,2 нФ; 2) R1 = 22 кОм, R2 = 200 кОм, R3 = 22 кОм, R4 = 16 кОм, R5 = 51 кОм, C1 = 15 нФ, C2 = 15 нФ, C3 = 3,3 нФ, C4 = 3,3 нФ. Для обоих регуляторов источник сигнала должен иметь выходное сопротивление не более 270...470 Ом.

**Фильтровой регулятор тембра (рис. 4.12, *а*).** Он позволяет одновременно поднимать или опускать частотную характеристику на низких и высоких частотах. Устройство представляет собой активный фильтр, охваченный положительной и отрицательной ОС. Центральную частоту фильтра определяют элементы C1, C2, R5, R6, полосу пропускания — глубина положительной ОС, а коэффициент усиления — глубина отрицательной ОС.

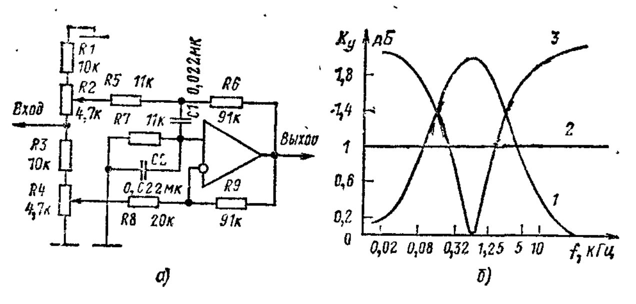


Рис. 4.12

На резонансной частоте фильтра сигналы на входе ОУ синфазны и при одинаковой амплитуде компенсируются. Выходное напряжение практически равно нулю. На краях полосы пропускания фильтра напряжение на неинвертирующем входе ОУ уменьшается настолько, что выходной сигнал определяет только напряжение на инвертирующем входе. Частотную характеристику регулируют резистором R2.

Когда движок резистора R3 находится в крайнем верхнем по схеме положении, а резистора R2 — в нижнем, устройство работает как обычный полосовой фильтр. Его частотная характеристика показана на рис. 4.12, *б* кривой 1. В среднем положении движка R2 АЧХ фильтра становится равномерной (кривая 2). Дальнейшее перемещение движка резистора R2 вверх по схеме приводит к уменьшению коэффициента усиления на центральной частоте (кривая 3).

Регулятор тембра работает в полосе частот от 20 до 20 000 Гц. Центральная частота настройки равна 650 Гц. Коэффициент гармоник — менее 0,1 %. Глубина регулировки тембра на высших и низких частотах составляет 25 дБ.

**Экономичный усилитель (рис. 4.13).** В цепи ОС усилителя включена цепь, которая создает глубокую от-

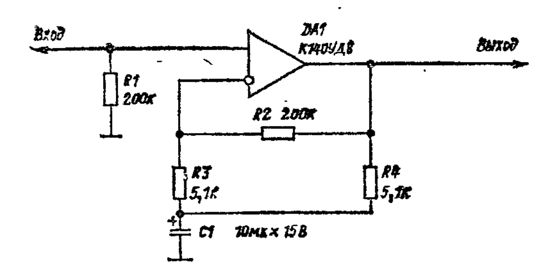


Рис. 4.13

рицательную ОС по постоянному току через резистор R2 и усилитель имеет коэффициент усиления по постоянному току, равный единицы. На переменный ток существенно влияет конденсатор C1, и коэффициент усиления становится равным 40. Нижняя граничная частота усилителя составляет 100 Гц. Устройство позволяет усиливать переменную составляющую сигнала и оставить без изменения постоянную.

**Усилитель с генератором тока (рис. 4.14).** Он обладает коэффициентом нелинейных искажений менее 2 %

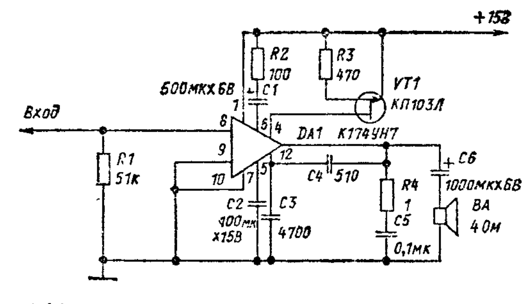


Рис. 4.14

при максимальной выходной мощности 4 Вт. Незначительные искажения усилителя удалось получить применением генератора тока на транзисторе. Как показали эксперименты, включение генератора тока на транзисторе вместо цепи вольтодобавки в микросхемах К174УН4А, К174УН4Б и К174УН5 также позволяет понизить нелинейные искажения до 0,7 %.

**Усилитель с регулируемой частотной характеристикой** (рис. 4.15). В нем использованы два ОУ: входной DA1 обеспечивает необходимое усиление, а второй

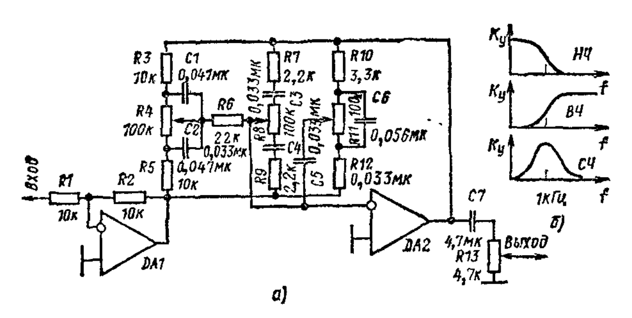
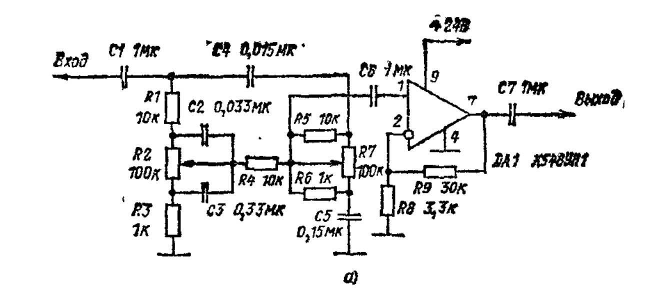


Рис. 4.15

DA2, в цепь отрицательной ОС которого включен сложный фильтр, определяет требуемую частотную характеристику. В фильтре можно раздельно регулировать низшие, средние и высшие частотные составляющие сигнала в пределах ±15 дБ. Низшие частоты, начиная с 30 Гц, регулирует цепь R3, R4, R5, C1, C2. Высшие — R7, R8, R9, C3, C4. Элементы R10, R11, R12, C5, C6 определяют положение частотной характеристики на частоте около 1 кГц.

**Усилитель ЗЧ с блоком частотной коррекции** (рис. 4.16, *а*). Усилитель ЗЧ позволяет изменять АЧХ,



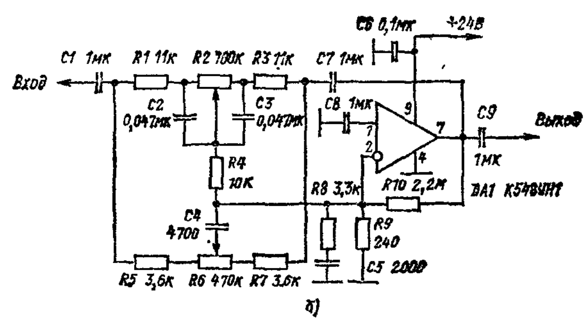


Рис. 4.17

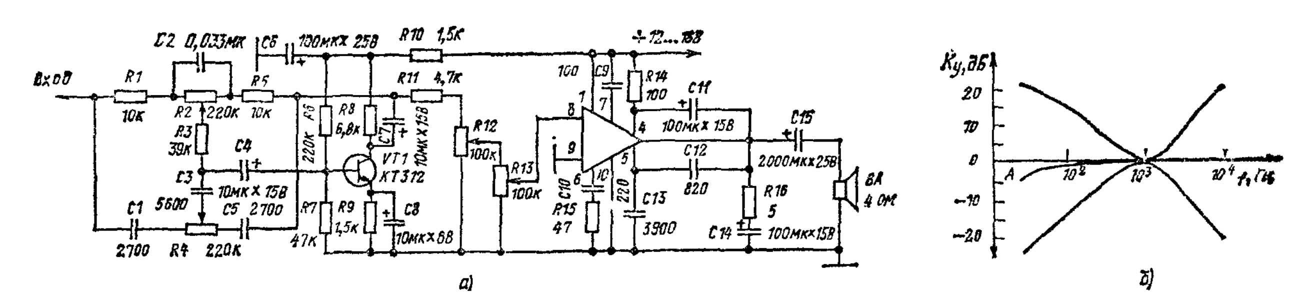


Рис. 4.16

представленную на рис. 4.16, *б*. Резисторы R2 и R4 должны быть группы А. При входном сигнале напряжением 100 мВ и напряжении питания 14 В выходная мощность усилителя составляет 6 Вт, а при 16 В — 7 Вт.

Параметры усилителя ЗЧ с блоком частотной коррекции соответствуют основным характеристикам микросхемы К174УН9.

**Темброблоки** (рис. 4.17). Их применяют для регулирования АЧХ различных каналов звукоусиления. В темброблоке (рис. 4.17, *а*) ОУ включен усилителем сигнала средних звуковых частот, а в темброблоке (рис. 4.17, *б*) усилителем сигнала отрицательной ОС. Пределы регулирования АЧХ на частотах 40 и 16 000 Гц у первого регулятора ±15 дБ, а у второго — ±12 дБ. В первом регуляторе использованы переменные резисторы группы В, а во втором — группы А.

**Термоблок** (рис. 4.18). Он состоит из двух одинаковых ступеней. Каждая имеет АЧХ, которая показана на рис. 4.18, *б*. Частотную характеристику регулируют резисторами R3 и R9. Если движок резистора R3 находится в крайнем левом по схеме положении, то цепь C4, R2 шунтирует резистор R6 и происходит завал характеристики на 20 дБ на частоте 20 кГц. Когда же движок R3 переводят в крайнее правое положение, то цепь C4, R4 шунтирует резистор R8 и уменьшает глубину отрицательной ОС и происходит подъем на 20 дБ.

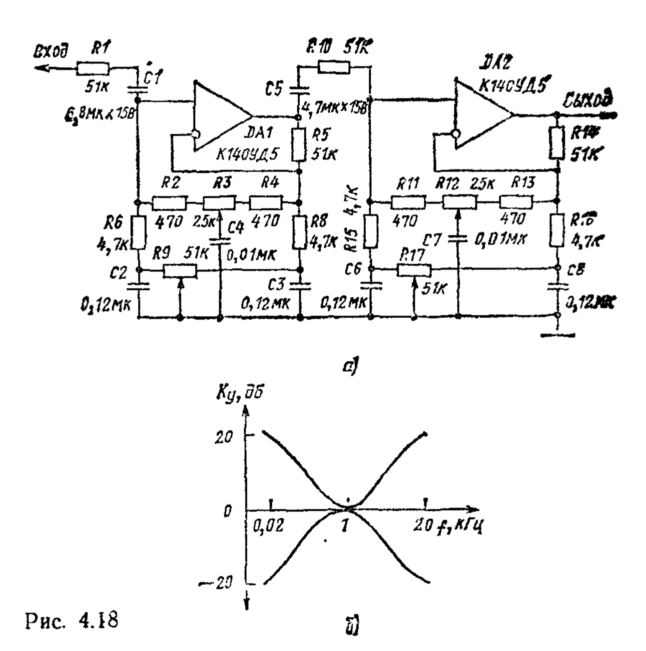


Рис. 4.18

Характеристику в области низших звуковых частот регулируют переменным резистором R9, когда движок этого резистора находится в крайнем левом положении. Конденсатор C3 зашунтирован резистором R9, глубина отрицательной ОС увеличивается, что и определяет завал АЧХ на 20 дБ. В правом положении движка резистора R9 конденсатор C3 замыкается, а конденсатор C2 оказывается включенным последовательно с резистором R6 и уменьшает коэффициент усиления ступени — на частоте 20 Гц происходит подъем АЧХ. Обе ступени могут дать регулировку АЧХ до 40 дБ. Входное сопротивление более 50 кОм. Каждый имеет шумовое напряжение 0,4 мВ.

**Предварительный усилитель** (рис. 4.19). Его входная ступень построена на транзисторах VT1 и VT2. Оба транзистора охвачены глубокой отрицательной ОС по постоянному и переменному току. Глубину отрицательной ОС по переменному току, а следовательно, коэффициент усиления, определяют в основном элементы R7 и R8. Регулировка частотной характеристики осуществляется с помощью резисторов R10 и R13 в области низших звуковых частот (от +15 до —19 дБ), а в области высших — резистором R13 (от +15 и —22 дБ).

Полоса рабочих частот усилителя от 20 до 20 000 Гц.

**Двухканальный усилитель** (рис. 4.20). Он предназначен для применения в стереофонических устройствах. Громкость изменяют в нем переменным резистором R19 одновременно в обоих каналах, а стереобаланс — резистором R16.

Переменным резистором R15 можно регулировать тонкоррекцию, подстраивая звучание под вкус слушателя и возможностей помещения.

Микросхема DA2 рассчитана на электронную регулировку частотной характеристики. Усилитель имеет входное сопротивление более 200 кОм при входном напряжении 100 мВ и выходное сопротивление 1 кОм при напряжении 2 В.

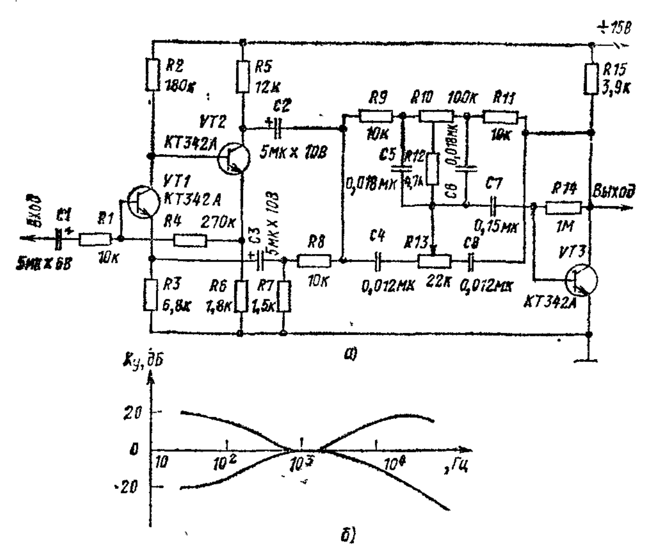



Рис. 4.19

## Усилители мощности

**Усилитель мощности для кабельной связи** (рис. 4.21). Он предназначен для передачи гармонических сигналов с частотой от 0,1 Гц до 15 МГц по кабелю с волновым сопротивлением 50 Ом. Входной сигнал поступает на эмиттерный повторитель VT1. Ступень на транзисторе VT2 (VT5) усиливает сигнал по току. Резистор R30 определяет глубину отрицательной ОС по переменному току, которая стабилизирует коэффициент усиления, равный (1+R30/R1). Операционный усилитель DA1 входит в цепь отрицательной ОС по постоянному току.

На выходе усилителя включен аттенюатор, позволяющий менять амплитуду выходного сигнала ступенями 10; 1; 0,1; 0,01 В. В полосе частот от 10 Гц до 50 кГц усилитель имеет коэффициент нелинейных искажений 0,5 %.

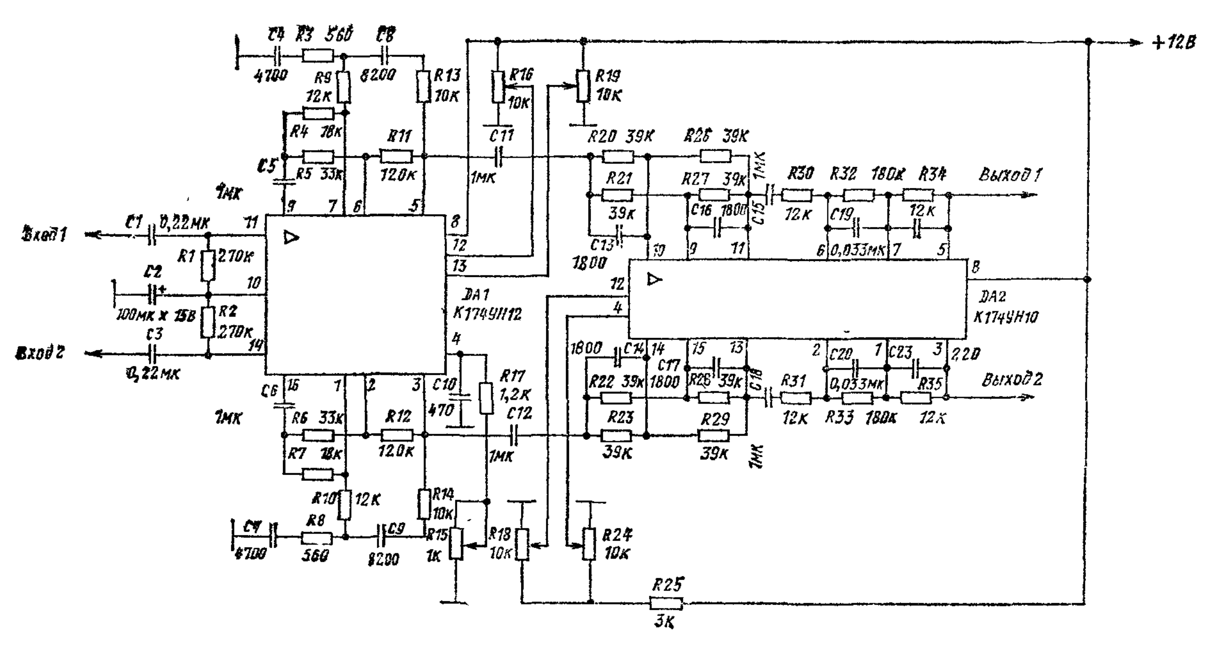



Рис. 4.20

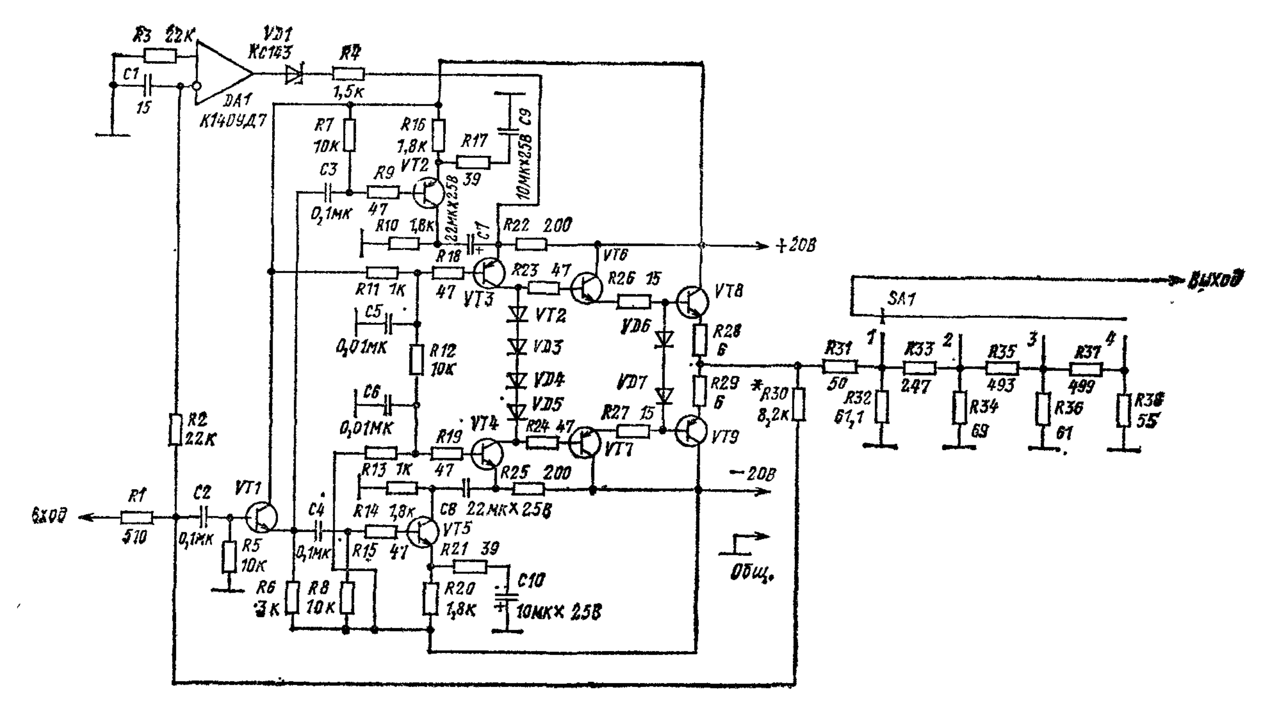



Рис. 4.21

**Высоковольтный усилитель** (рис. 4.22). Он позволяет получать на выходе высоковольтный сигнал с амплитудой, близкой к 100 В. Отрицательная ОС через

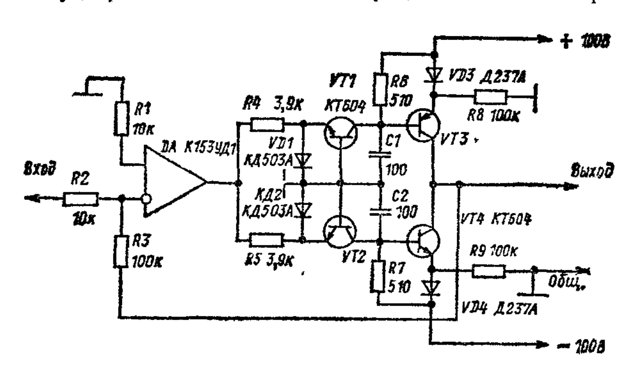



Рис. 4.22

резисторы R2 и R3 поддерживает на выходе нулевое напряжение при отсутствии входного сигнала. Для уменьшения влияния обратного тока коллектора в эмиттерную цепь транзисторов VT3 и VT4 включен источник напряжения VD3, R8 и VD4, R9. Падение напряжения на диодах VD3 и VD4 закрывает транзисторы. Такой режим работы позволяет скомпенсировать токи выходных транзисторов.

**Усилитель с двойной отрицательной ОС** (рис. 4.23). В усилитель введены две цепи отрицательной ОС. Первая через резистор R1 стабилизирует работу ОУ DA1 и выходной ступени на транзисторах. Она снижает нелинейные искажения, связанные с порогом открывания транзисторов. Вторую ОС образуют элементы R2, R3, R4, R5 и DA1. Ток, протекающий через катушку головки BA1, создает на ней падение напряжения, которое усиливает ОУ DA2, после чего этот сигнал поступает на инвертирующий вход усилителя DA1. Эта ОС позволяет сгладить неравномерности частотной характеристики и расширить полосу рабочих частот. Так, при

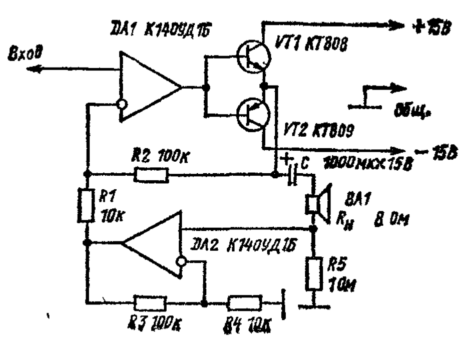



Рис. 4.23

граничной частоте динамической головки 8 кГц можно получить спад выходной мощности при 10 кГц. При этом неравномерность АЧХ усилителя существенно улучшается.

Следует, однако, иметь в виду, что полоса частот и равномерность характеристики зависят также от типа применяемой головки BA1.

**Усилитель мощности для электродвигателя** (рис. 4.24). Он предназначен для управления работой элек-

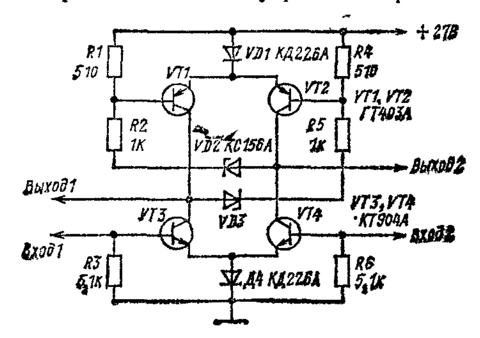



Рис. 4.24

тродвигателя постоянного тока (например, ДПБ-902Б). В нормальном состоянии, когда на входах 1 и 2 отсутствуют сигналы, между выходами 1 и 2 напряжение равно нулю. При появлении на входе 1 положительного напряжения открывается транзистор VT3. На выходе 1 устанавливается напряжение, близкое к нулю. Коллекторный ток этого транзистора создает падение напряжения на резисторе R4, открывающее транзистор VT2. На выходе 2 появляется напряжение источника питания 27 В. В этом состоянии транзисторы VT1 и VT4 будут закрыты напряжением, возникающим на диодах VD1 и VD4. Если входной сигнал подать на вход 2, то транзисторы VT2 и VT3 закроются, а транзисторы VT1 и VT4 откроются. Теперь на выходе 2 будет нулевое напряжение, а на выходе 1 27 В.

Усилитель обеспечивает ток в нагрузке до 0,2 А, пусковой ток до 1 А, входное сопротивление около 1 кОм при входном напряжении 1 В.

**Простой усилитель ЗЧ** (рис. 4.25). Он обладает частотной характеристикой с неравномерностью 3 дБ

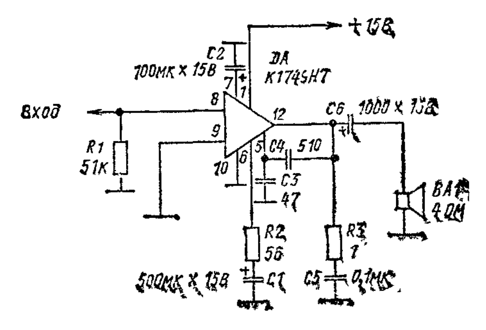



Рис. 4.25

в полосе рабочих частот 40...20 000 Гц. Выходная мощность на частоте 1 кГц равна 2,5 Вт при нелинейных искажениях не более 2 % Усилитель работает при напряжении 6 В. Входное напряжение 50 мВ. Чувствительность усилителя может быть увеличена при увеличении сопротивления резистора R2 до 120 Ом. Входное сопротивление около 50 кОм.

**Усилитель постоянного тока для питания электродвигателей** (рис. 4.26). В выходную цепь ОУ DA

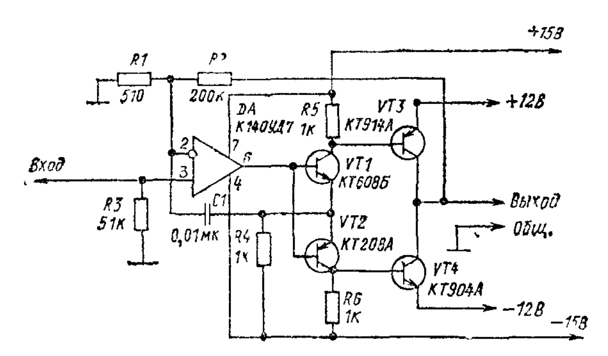



Рис. 4.26

включен усилитель мощности на комплементарных транзисторах VT1—VT4. Режим работы стабилизирует отрицательная ОС через резисторы R1 и R2, которые определяют коэффициент усиления, равный 500. Для получения тока нагрузки 1 А и амплитуды выходного напряжения 10 В на вход надо подать сигнал напряжением 25 мВ. Форму частотной характеристики усилителя определяет конденсатор С1. При активной нагрузке усилителя конденсатор С1 можно исключить.

При возникновении паразитных колебаний в усилителе их устраняют подборкой конденсатора С1. При токе нагрузки более 1 А начинает сказываться неуправляемый коллекторный ток, приводящий к нагреванию транзисторов VT3 и VT4. Чтобы уменьшить влияние этого тока, эмиттеры этих транзисторов подключают к источнику с меньшим напряжением (как показано на схеме). В этом случае выходные транзисторы надежно закрываются.

Если у применяемых выходных транзисторов возникает большой неуправляемый коллекторный ток при повышении температуры, целесообразно уменьшить номиналы резисторов R5 и R6 до 510 Ом.

**Усилитель на транзисторах** (рис. 4.27). Входной сигнал поступает на фильтр верхних частот R1, R2, С1

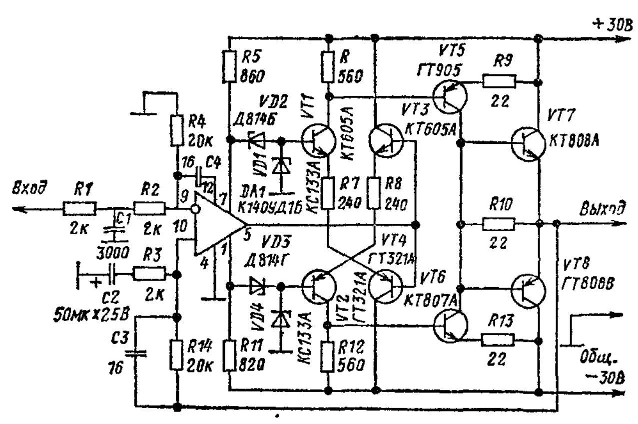



Рис. 4.27

с частотой среза 20 кГц и далее на инвертирующий вход ОУ. На другой вход ОУ поступает сигнал отрицательной ОС. На транзисторах VT2, VT3 и VT1, VT4 собрана двухтактная предвыходная ступень. Она выполняет функции фазоинвертора и генератора тока смещения для транзисторов оконечной ступени, которая выполнена на транзисторах VT5, VT7 и VT6, VT8. Ток покоя транзисторов VT5, VT6 около 30 мА.

Усилитель способен работать от источника питания с повышенной пульсацией. Нелинейные искажения — 0,5 % на частоте 20 кГц при выходной мощности 30 мВт, а при большей мощности и других значениях частоты искажения значительно меньше: на частоте 4 кГц при мощности 0,5...30 Вт коэффициент гармоник не превышает 0,15 %.

**Мощный усилитель ЗЧ** (рис. 4.28). Он состоит из трех каскадов. На транзисторе VT1 собран предвари-

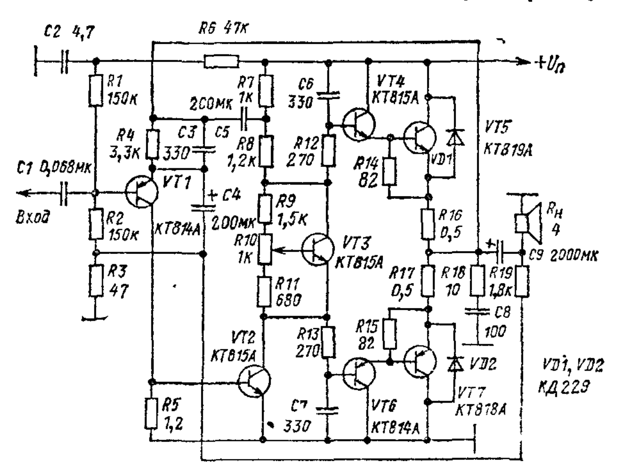



Рис. 4.28

Таблица 4.2

| Р, Вт | $U_п$, В | $I_п$, А | $К_г$, % | R1, кОм | R2, кОм | R5, кОм | R8, кОм | R12, кОм | R13, кОм | R16, кОм | R17, кОм | R19, кОм | С4, мкФ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 25 | 40 | 1,2 | 0,1 | 150 | 150 | 47 | 1,2 | 270 | 270 | 0,5 | 0,5 | 1,8 | 220 |
| 50 | 60 | 1,65 | 0,35 | 150 | 220 | 100 | 2,7 | 270 | 270 | 1 | 1 | 2,7 | 160 |
| 100 | 80 | 2,25 | 0,3 | 270 | 290 | 220 | 2,2 | 270 | 270 | 1 | 1 | 5,6 | 160 |

тельный усилитель, на входе которого действует сигнал 0,5 В. С коллектора этого транзистора сигнал подается на базу транзистора VT2, который обеспечивает дополнительное усиление и стабилизацию рабочей точки выходных каскадов VT4—VT7 по постоянному току посредством эквивалента стабилитрона на транзисторе VT3. С помощью потенциометра R10 добиваются уменьшения порога открывания транзисторов выходного каскада.

Усилитель имеет полосу частот от 20 Гц до 20 кГц при неравномерности АЧХ не более 0,2 дБ. Усилитель может работать на различную выходную мощность, при этом он имеет параметры приведенные в табл. 4.2.

**Усилитель ЗЧ с малыми искажениями** (рис. 4.29). Нагрузкой входного ОУ служат два генератора тока

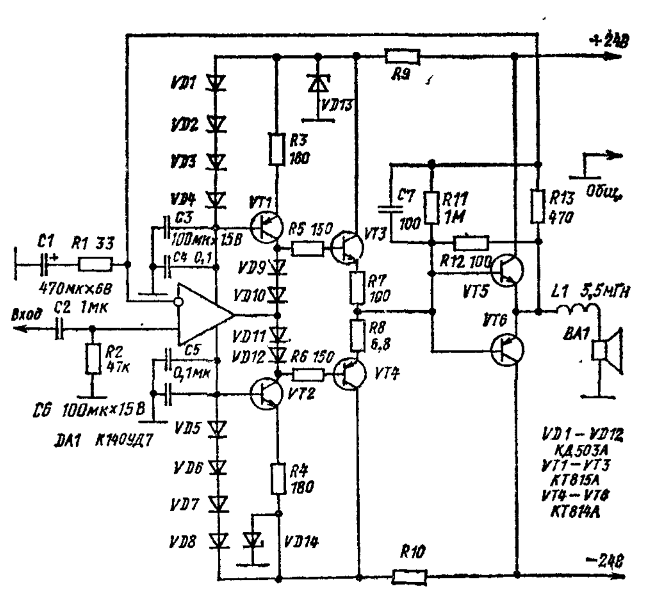



Рис. 4.29

на транзисторах VT1 и VT2. Напряжение смещения на базу этих транзисторов поступает с цепей диодов VD1—VD4, VD5—VD8.

Транзисторы VT3—VT4 включены эмиттерными повторителями. Транзисторы VT5 и VT6 оконечной ступени работают без смещения. Отрицательная ОС через резистор R13 сводит нелинейные искажения усилителя к минимуму. Так, на частоте 1 кГц коэффициент гармоник не превышает 0,04 %, а на частоте 100 Гц — 0,05 %. При этом выходная мощность в нагрузке сопротивлением 4 Ом равна 38 Вт, а при сопротивлении нагрузки 8 Ом — 20 Вт. Полоса пропускания на уровне 3 дБ составляет от 20 Гц до 30 кГц.

**Стабилизатор частоты вращения для электродвигателей** (рис. 4.30). Регулятор измеряет обратную ЭДС электродвигателя и формирует из нее электрический сигнал с амплитудой, пропорциональной частоте вращения электродвигателя. Этот сигнал фильтрует двузвенный активный фильтр нижних частот на ОУ DA2.1 и DA2.2, частоту среза которых выбирают в зависимости от основной частоты коллекторных шумов на нижней регулируемой частоте вращения электродвигателя.

Выходной сигнал фильтра сравнивается с регулируемым образцовым напряжением, которое формируют стабилитрон VD1 и переменный резистор R3. Если выходной сигнал фильтра меньше образцового, то на электродвигатель поступает напряжение питания, в результате чего он разгоняется до тех пор, пока этот сигнал не превысит заданный уровень. Напряжение, подаваемое на электродвигатель, регулирует компаратор DA1.1. Для ограничения выходного тока использован источник стабилизированного тока на транзисторах VT3—VT5.

Резисторный датчик R13 включен в измерительный мост R14, R15, R13, $R_я$ ($R_я$ — сопротивление якоря электродвигателя). Поскольку $R14/R15=R13/R_я$, разностное напряжение на выходе моста пропорционально частоте вращения электродвигателя. Потери в резисторном датчике будут минимальными, если $R13=0{,}1R_я$. Диоды VD4 и VD5 защищают усилитель DA2 от перегрузки входным сигналом.

При ускорении частоты вращения электродвигателя, а также в случаях, когда из-за уменьшения питающего напряжения или увеличения нагрузки к электродвигателю необходимо непрерывно подводить полную мощность, зажигается индикатор, собранный на транзисторах VT6 и VT7 и светодиоде HL1. При неполной мощности, приложенной к электродвигателю, конденсатор C1 разряжается через резистор R28.

**Простой стабилизатор частоты вращения для электродвигателя** (рис. 4.31). Постоянство тока через обмотки электродвигателя поддерживает стабилизатор напряжения на полевом транзисторе VT1, который в свою очередь питается от стабилитрона VD1. Отрицательная ОС через резистор R6 контролирует напряжение на электродвигателе. Ток, протекающий через обмотки, контролирует цепь обратной связи, в которую входит транзистор VT2. Эта цепь поддерживает оптимальное напряжение на электродвигателе при изменении загрузки на валу.

С увеличением нагрузки на резисторе R12 напряжение уменьшается. Это вызывает смещение напряжения на неинвертирующем входе ОУ и изменение напряжения в эмиттере транзистора VT4, приводящее к увеличению тока через обмотку. С переменного резистора R11 снимают напряжение для демпфирования быстрых изменений нагрузки на валу электродвигателя.

**Комбинированный усилитель** (рис. 4.32). Усилителем напряжения служит ОУ, а усилитель мощности собран на транзисторах. Транзисторы VT1, VT3 определяют напряжение питания ОУ — 2×15 В. Подборкой резисторов R5, R11 добиваются минимального сквозного тока через транзисторы VT2 и VT4 и тем самым сводят к минимуму нелинейные искажения выходного сигнала. Коэффициент усиления оконечного усилителя равен 10, верхняя граница полосы пропускания до 30 кГц. На нагрузочном резисторе амплитуда напряжения выходного сигнала может достигать 29 В.

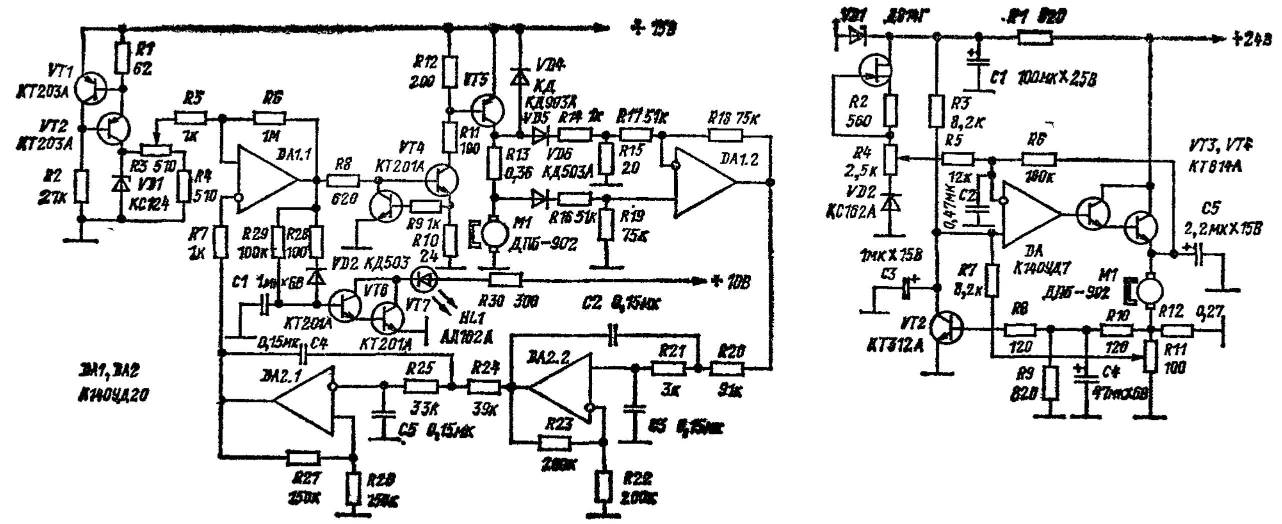



Рис. 4.30

Рис. 4.31

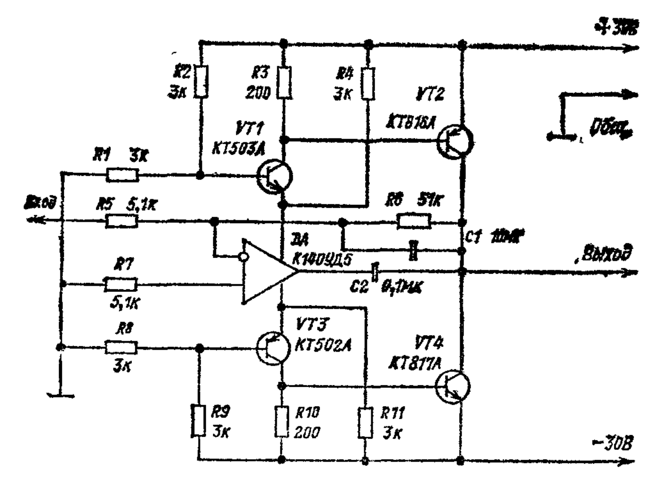



Рис. 4.32

**Усилитель мощности для электродвигателя** (рис. 4.33). Он состоит из усилители напряжения иа ОУ (DA1, DA2) и усилителя мощности на транзисторах VT1—VT4. Усилитель мощности построен на комплементарных транзисторах и при глубокой отрицательной ОС через цепь R5, R7, C2 позволяет получить хорошие техниче-

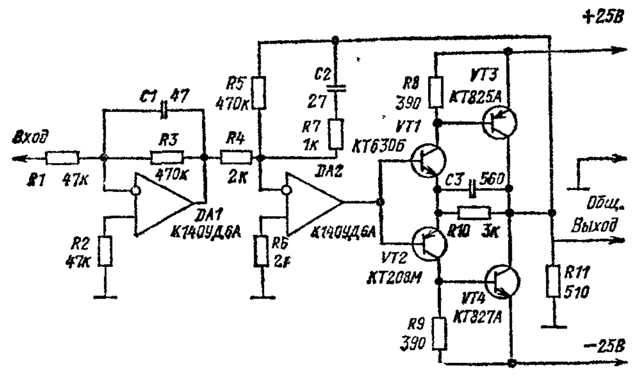



Рис 4.33

ские характеристики для управления электродвигателем постоянного тока мощностью до 20 Вт.

**Простой усилитель ЗЧ** (рис. 4.34). Он имеет очень простую структуру. На входе стоит диффереициальный

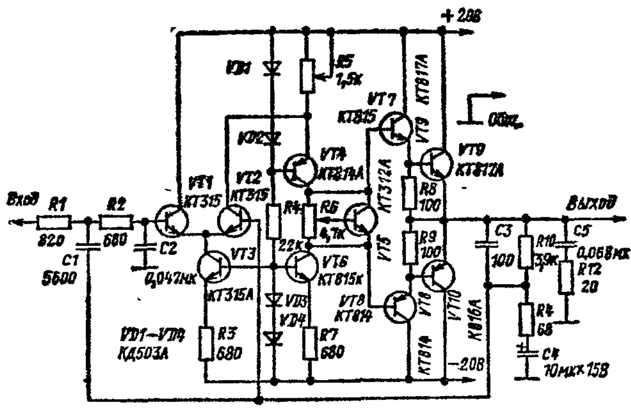



Рис 4 34

каскад на транзисторах VT1 и VT2, которые питаются от генератора тока VT3. Каскад на транзисторах VT4 и VT6 выполииет функции согласователей уровней. Транзистор VT5 совместио с резистором R6 образует эквивалент стабилитрона с регулируемым опорным напряжением для устранения порога открывания траизисторов выходного каскада VT7—VT10. Усиление устройства определяется резисторами R10 и R11. Усилитель имеет равиомерную полосу частот от 40 Гц до 20 кГц при максимальной выходной мощности 20 Вт.

**Фильтры громкоговорителей** (рис. 4.35). Для частотиой коррекции излучения динамической головкой громкоговорителя применяют различные фильтры. В табл. 4.3 указаны основные выражения, по которым можно рассчитать частотную характеристику для этих фильтров (R — сопротивление динамической головки, Ом; $f_0$ — граничная частота, Гц).

**Выходной фильтр** (рис. 4.36). Ои позволяет разделить ЗЧ сигнал на две составляющие. Для разделения полос используются фильтры нижних и верхних частот. Частота среза фильтров равиа 600 Гц. В фильтре ис-

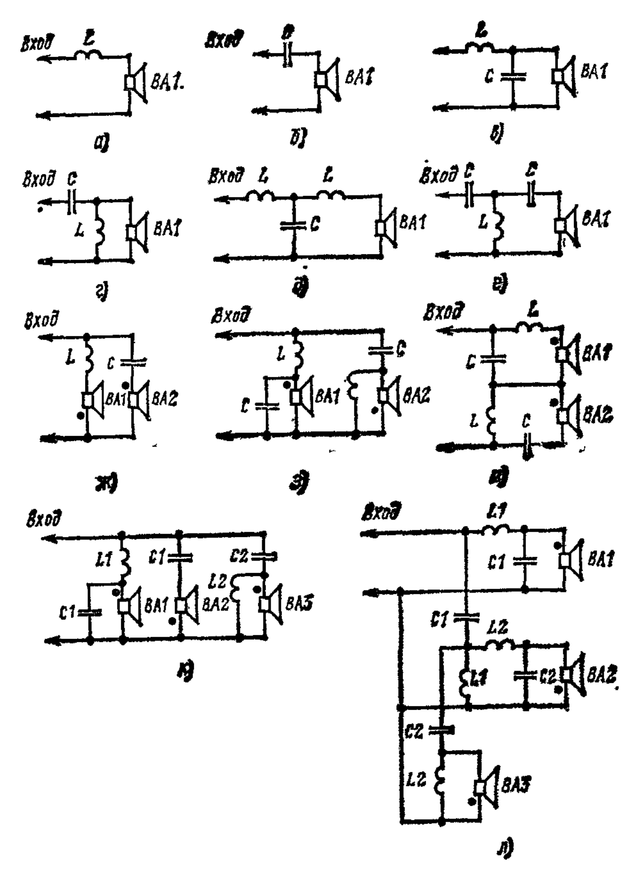



Рис. 4.35

Таблица 4.3

| Схема | Формула | Затухание на границе, дБ/октава |
|---|---|---|
| Рис. 4.35, *а* | $L=0,16R/f_0$ | 6 |
| Рис. 4.35, *б* | $C=0,16/R$ | 6 |
| Рис. 4.35, *в* | $L=1,6R/(2\pi f_0)$, $C=1/(2\pi f_0 R)$ | 12 |
| Рис. 4.35, *г* | $L=1,6R/(2\pi f_0)$, $C=1/(3,2\pi f_0 R)$ | 12 |
| Рис. 4.35, *д* | $L1=1,6R/(2\pi f_0)$, $L2=R/(2\pi f_0)$, $C=1/(2\pi f_0 R)$ | 18 |
| Рис. 4.35, *е* | $L=R/(4\pi f_0)$, $C1=1/(3,2\pi f_0 R)$, $C2=1/(2\pi f_0 R)$ | 18 |
| Рис. 4.35, *ж* | $L=R/(6,3 f_0)$, $C=1/(6,3 f_0 R)$ | 6 |
| Рис. 4.35, *з*, *и* | $L=R/(4,4 f_0)$, $C=1/(8,9 f_0 R)$ | 12 |
| Рис. 4.35, *к*, *л* | $L1=R/(4,4 f_{01})$, $L2=R/(4,4 f_{02})$, $C1=1/(8,9 f_{01} R)$, $C2=1/(8,2 f_{02} R)$ | 12 |

пользуются низкочастотные динамические головки с внутренним сопротивлением 4 Ом (две параллельных 6ГД-2) и высокочастотные (две параллельных 1ГД-36). Частотная характеристика фильтра определяется по

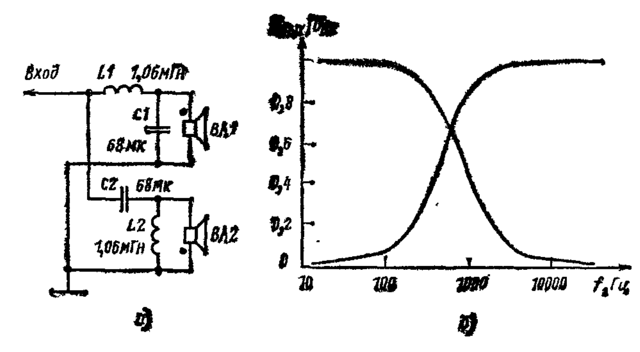



Рис. 4.36

уровню 0,8 максимальной мощности динамиков (рис. 4.36, *б*).

## Прецизионные усилители

**Малошумящий усилитель ВЧ** (рис. 4.37). Он состоит из четырех параллельно соединенных транзисторов VT1—VT4, коллекторный ток которых протекает

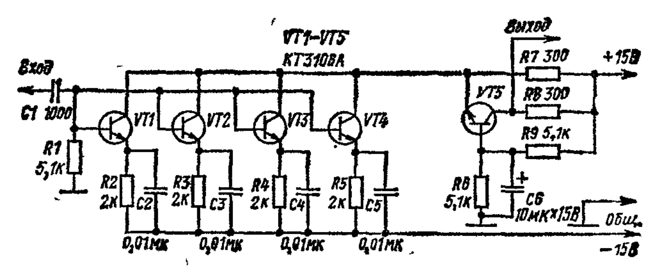



Рис. 4.37

через эмиттер транзистора VT5. При полосе пропускания от 1 до 30 МГц усилитель имеет коэффициент усиления более 40 и коэффициент шума менее 2 дБ. Максимальное выходное напряжение равно 1 В. Рабочую точку транзистора VT5 устанавливают подборкой резистора R.

**Видеоусилитель** (рис. 4.38). Он собран на дифференциальной ступени на транзисторе VT1 и усилителе

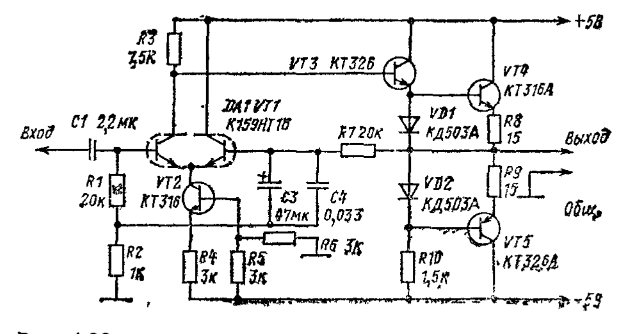



Рис. 4.38

мощности на транзисторах VT3—VT5. Глубокая отрицательная ОС по постоянному току стабилизирует режим работы видеоусилителя. Коэффициент усиления определяют резисторы R2 и R7. Для указанных на схеме номиналов он равен 20. Максимальное выходное напряжение на нагрузке 1 кОм составляет 5 В. Полоса пропускания от 3 Гц до 6 МГц. Коэффициент гармо-

ник выходного напряжения 0,3 %. Потребляемый ток 20 мА.

**Повторитель напряжения** (рис. 4.39). Он предназначен для передачи аналогового сигнала напряжением

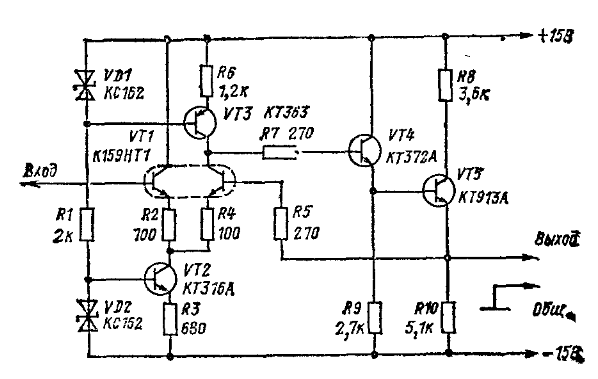



Рис. 4.39

±2,5 В на нагрузку сопротивлением 50 Ом. Повторитель пропускает сигналы с верхней частотой 20 МГц. Стабильность работы обеспечена глубокой отрицательной ОС через резистор R5. Для получения устройства, которое должно работать на нагрузку с меньшим сопротивлением, достаточно заменить транзистор VT3 на более мощный. Для устранения возможных паразитных колебаний параллельно резистору R9 необходимо включить конденсатор емкостью 10 пФ.

**Операционный усилитель с расширенной полосой частот** (рис. 4.40). Обычное включение ОУ К140УД1

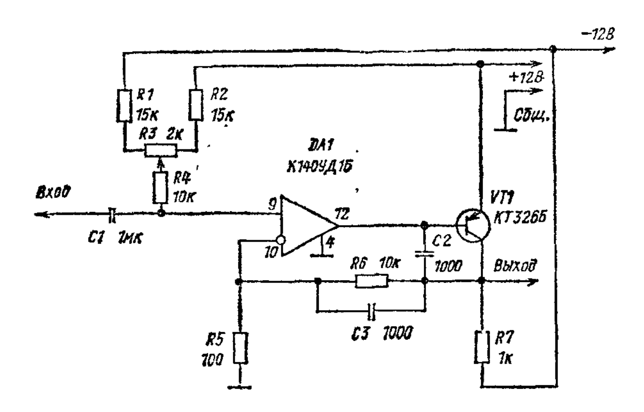



Рис. 4.40

дает при единичном усилении граничную частоту 20 МГц и скорость нарастания выходного напряжения 5... ...10 В/мкс. Эти параметры в основном определяет выходная ступень усилителя, которая значительно низкочастотнее, чем предварительные. Для увеличения граничной частоты усилителя выходной сигнал нужно снимать с вывода 12 и через высокочастотный внешний транзистор подавать в цепь отрицательной ОС. Таким образом удалось расширить частотную полосу пропускания более чем в 50 раз. Для усилителя с коэффициентом усиления 100 можно получить верхнюю граничную частоту 20 МГц. Скорость нарастания выходного сигнала может быть увеличена до 300 В/мкс.

**Транзисторный широкополосный усилитель** (рис. 4.41). Усилитель работает в широкой частотной полосе и имеет коэффициент усиления около 10. Равномерный участок АЧХ начинается от частоты, превышающей 500 МГц. В усилителе две отрицательные ОС: через резистор R3 и через цепь R9, C6. Отрицательная связь через резистор R3 автоматически поддерживает усили-

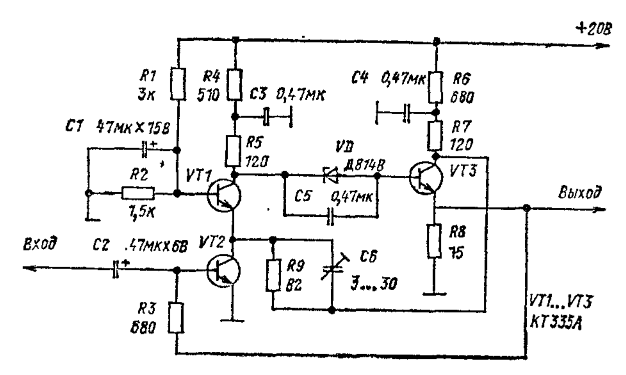



Рис. 4.41

тель на заданном режиме по постоянному току. Она через цепь R9, C6 выравнивает частотную характеристику усилителя и компенсирует влияние коллекторной емкости транзисторов. Конденсатором C6 можно регулировать коэффициент передачи усилителя на высокой частоте.

**Широкополосный усилитель со стабилизацией** (рис. 4.42, *а*). Он состоит из двух каналов: высокочастотного и низкочастотного. Высокочастотный канал обеспечивает усиление входного сигнала в 100 раз, а для стабилизации режима его работы по постоянному току служит усилитель на ОУ, который поддерживает постоянный уровень на входе и выходе, близкий к нулю. Это достигается тем, что на вход ОУ подают сигналы постоянного уровня с входа и выхода ВЧ усилителя, а сигнал ошибки поступает в цепь эмиттера транзистора VT3. Этим достигается стабильность усилителя с градиентом менее 0,3 мВ/град при изменении температуры и долговременной стабилизации нулевого уровня менее 0,1 мВ.

Для стабилизации коэффициента усиления между транзисторами VT3 и VT4, а также между транзисторами VT5 и VT6 введена отрицательная ОС через резисторы R10, R14 и R21, R23. Коэффициент передачи каждой пары транзисторов определяется отношением R10/R14 и R21/R23. Емкость конденсатора C2 выбирают из условия получения наибольшей крутизны передачи фронтов. Это позволяет регулировать подъем АЧХ на частоте около 300 МГц (рис. 4.42, *б*). Оконечная ступень усилителя построена на параллельных эмиттерных повторителях (транзисторы VT7 и VT8). Они работают при токе до 100 мА.

Параллельно резистору R33, который входит в состав цепей стабилизации усилителя ВЧ по постоянному току, включен транзистор VT9, который образует устройство защиты выхода усилителя от перегрузки большим сигналом. Порог открывания этого транзистора устанавливают резистором R36. Когда выходной сигнал большой длительности превышает уровень срабатывания устройства защиты, он проходит на вход ОУ, выходной сигнал которого выводит усилитель ВЧ из рабочего режима. Время восстановления рабочего режима равно 1 мкс.

Весь режим работы усилителя устанавливают переменными резисторами R2, R13 и R36.

Следует обратить внимание на правильность монтажа усилителя, стараясь не допускать паразитных связей. Правильно смонтированный усилитель имеет на выходе сигнал с длительностью фронта 0,5 нс и амплитудой от +0,25 до —1,6 В на нагрузке сопротивлением 25 Ом. Напряжение шума, приведенное ко входу, равно 100 мкВ.

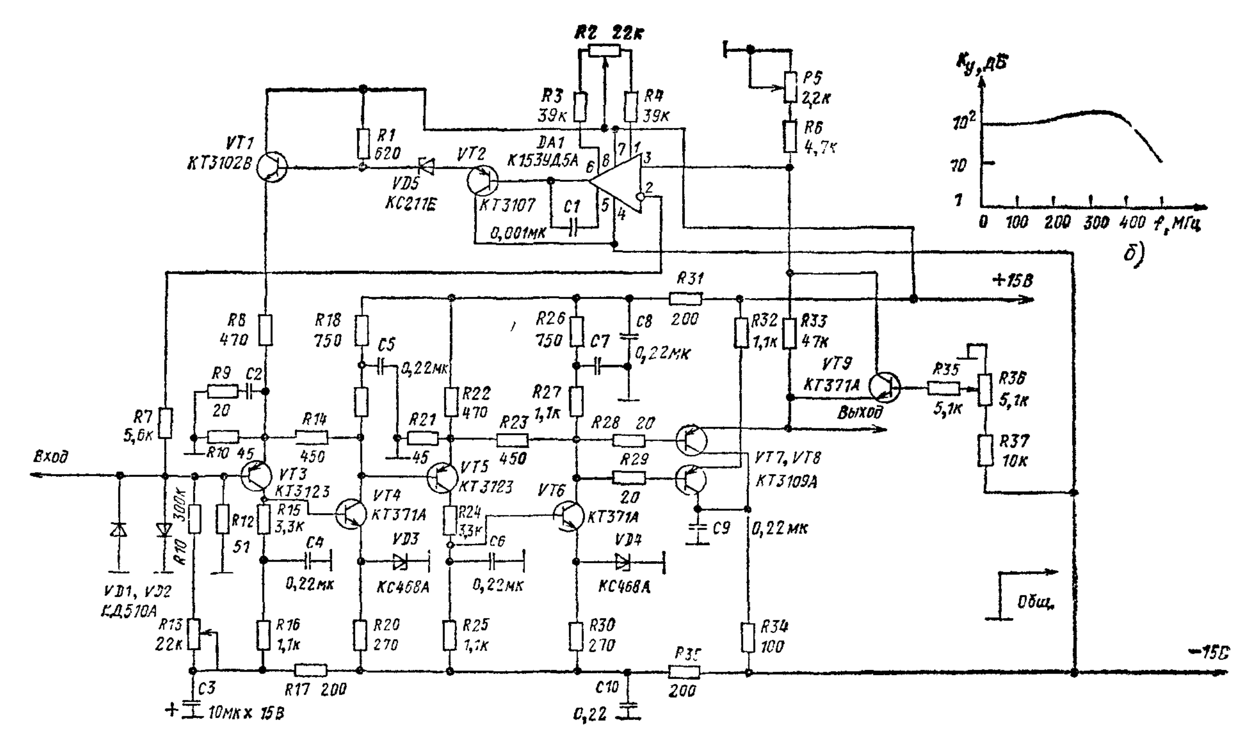


Рис. 4.42

**Комбинированный широкополосный усилитель** (рис. 4.43). Он построен на ОУ с граничной частотой при единичном усилении 1 МГц. При добавлении еще одной ступени на транзисторе VT1, которая выполняет функции усилителя ВЧ, граничную частоту усилителя можно поднять до 50...70 МГц. При налаживании усилителя с подключенным транзистором следует обращать внимание на изменение режима работы ОУ. Необходимо индивидуально подбирать рабочий ток транзистора VT1. Кроме того, на частотную характеристику усилителя влияет резистор R5, который целесообразно подбирать для каждого экземпляра ОУ.

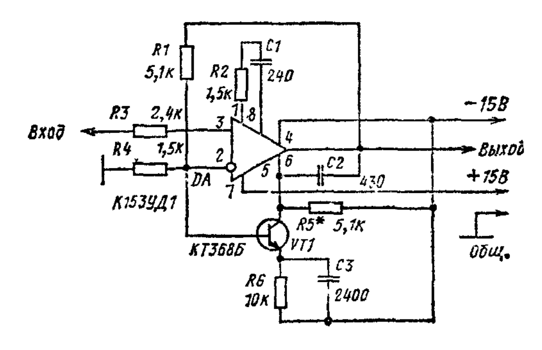
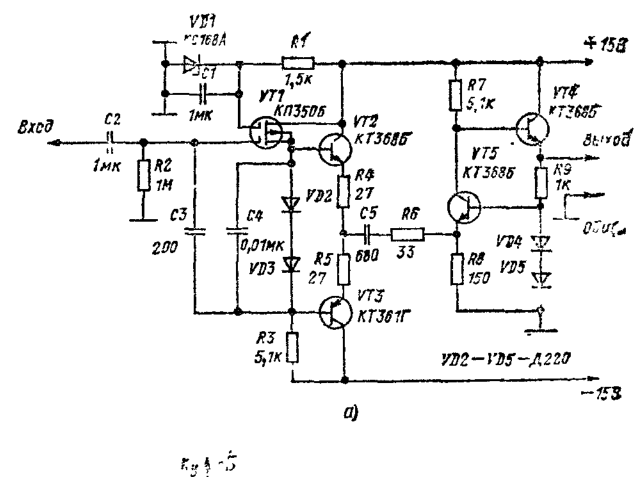


Рис. 4.43

**Импульсный усилитель** (рис. 4.44, *а*). Он имеет большое входное сопротивление — 1 МОм. Входную часть усилителя составляет повторитель. Он собран на транзисторах VT1—VT3. Выходной сигнал повторителя подведен к входу усилительной ступени, собранной на транзисторе VT5. Выходной эмиттерный повторитель на транзисторе VT4 обеспечивает малое выходное сопротивление и отрицательную ОС с базой транзистора VT5. Это ОС снижает нелинейные искажения выходного сигнала.



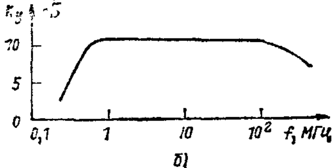


Рис. 4.44

Коэффициент усиления равен приблизительно 10. Частотная характеристика показана на рис. 4.44, *б*. Она позволяет передавать импульсные сигналы с крутизной фронта 2500 В/мкс.

**Широкополосный усилитель на генераторах тока** (рис. 4.45). Входная ступень усилителя выполнена на транзисторах VT1—VT3. Транзистор VT1 включен по схеме с ОЭ, транзистор VT2 является его динамической нагрузкой. Это позволяет получить предельный коэффициент усиления. Генератор тока на транзисторе VT3

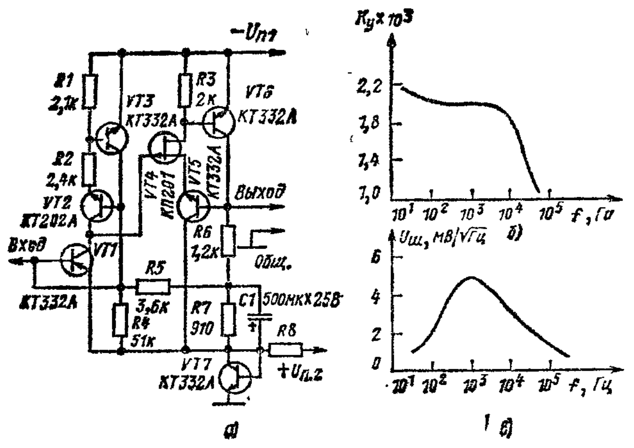


Рис. 4.45

обеспечивает стабилизацию оптимального рабочего тока ступени (0,5...0,6 мА). Для снижения ее выходного сопротивления применен полевой транзистор VT4. Транзистор VT5 служит динамической нагрузкой для полевого транзистора.

Весь усилитель охвачен отрицательной ОС через резистор R5. Для установки нулевого напряжения на выходе служит цепь R8, VT7. На транзисторе VT7 с помощью резистора R8 компенсируется напряжение база-эмиттер транзистора VT2.

Поскольку усилитель потребляет ток около 2 мА, то номиналы R8 и напряжение питания выбирают, исходя из этого значения. Усилитель имеет коэффициент усиления около 2000 в полосе частот от 20 Гц до 20 кГц при неравномерности АЧХ менее 2 дБ. Нестабильность коэффициента усиления при изменении напряжения питания от 5 до 20 В и температуры от —10 до +50 °С не превышает 10 %. Выходное сопротивление 50 Ом. Коэффициент гармоник менее 5 % при выходном напряжении до 0,5 В. Усилитель имеет напряжение шума 0,6 мВ в полосе частот до 200 кГц.

## Широкополосные усилители

**Усилитель на логическом элементе** (рис. 4.46, *а*) В качестве усилителя можно использовать логический элемент микросхемы К155ЛА3. Включение делителя R1,

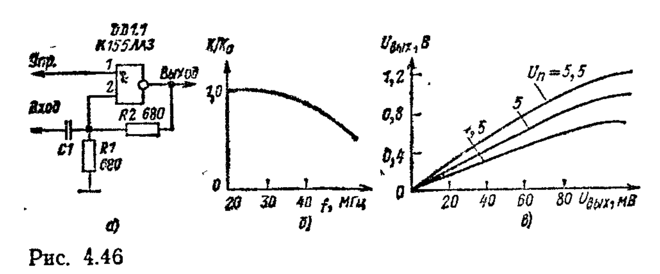


Рис. 4.46

R2 позволяет вывести транзисторы микросхемы на линейный участок входной характеристики. В этом состоянии ступень имеет усиление 8. Частотная характеристика представлена на рис. 4.46, *б*. Напряжение на входе до 0,1 В. Входное сопротивление равно 200 Ом, а выходное — 50 Ом. Максимальная амплитуда выходного сигнала равна 1,2 В. Усилитель может работать в стробирующем режиме, если для управления использовать второй вход логического элемента. На рис. 4.46, *в* показана зависимость между входным и выходным сигналами при различных напряжениях питания.

**Усилитель на элементе ЭСЛ** (рис. 4.47, *а*). В качестве широкополосного усилителя удобно использовать логический элемент микросхемы ЭСЛ. Чтобы перевести

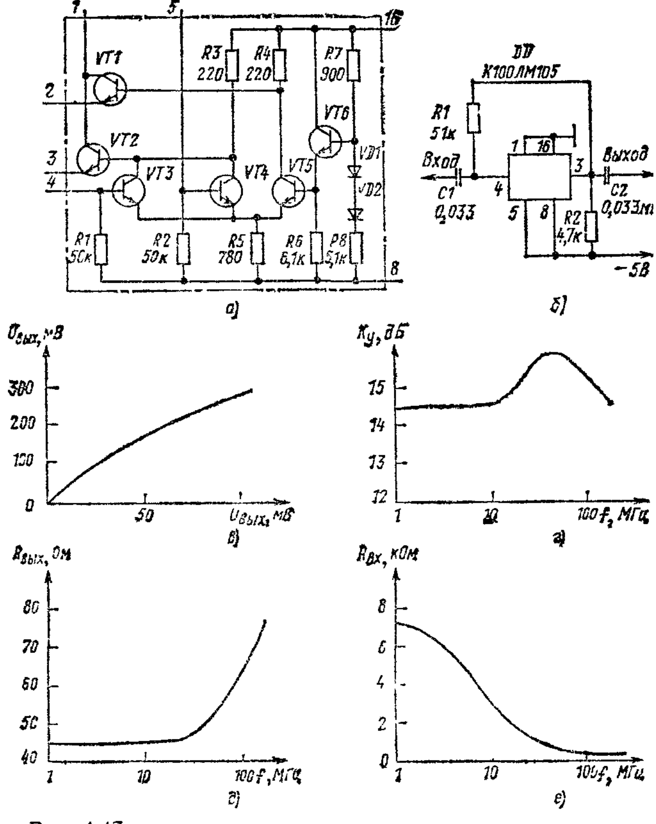


Рис. 4.47

элемент в линейный режим, включен резистор R1 (рис. 4.47, *б*).

Этим резистором устанавливают выходное напряжение приблизительно 1,1 В, при этом обеспечивается максимальный коэффициент усиления. Амплитудная характеристика усилителя представлена на рис. 4.47, *в*, а частотная — на рис. 4.47, *г*. Изменения входного и выходного сопротивления от частоты показаны на рис 4.47, *д* и *е*.

В этот усилитель можно довольно просто ввести дистанционную регулировку усиления. Достаточно на вывод 5 элемента подать управляющее напряжение от —1 до —1,4 В. Недостатком усилителя является малая амплитуда выходного неискаженного сигнала (170 мВ) Если подключить каскад последовательно, то можно получить усиление более 35 частотной полосе до 110 МГц

**Простой широкополосный повторитель** (рис. 4.48) Он имеет входное сопротивление 100 МОм, частотную

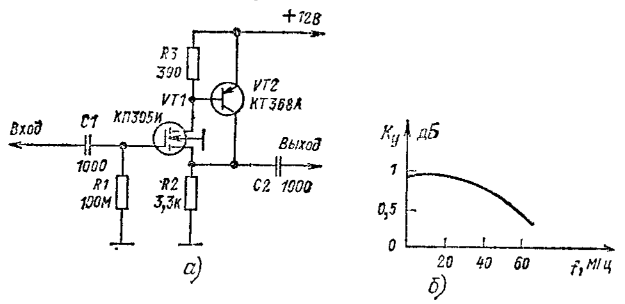


Рис. 4.48

полосу от 10 Гц до 35 МГц и коэффициент усиления 0,95. Частотная характеристика усилителя показана на рис. 4.48,*б*.

**Мощный дифференциальный усилитель** (рис. 4.49). Он построен на мощных полевых транзисторах VT1 и VT2. Транзисторы имеют крутизну характеристики 20 мА/В. Усилитель работает в частотной полосе до 100 МГц. Коэффициент усиления по напряжению равен 5.

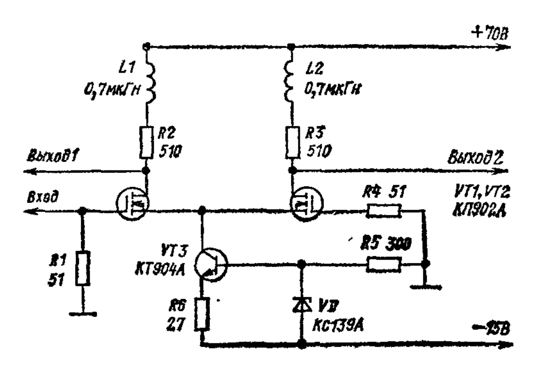


Рис. 4.49

Усилитель обладает малым временем выхода из режима перегрузок при любой полярности входного сигнала. Длительность фронта и спада входных импульсов 3,5 нс. Максимальная амплитуда выходного импульсного сигнала равна 45 В.

**Комбинированный составной транзистор** (рис. 4.50, *а*). Составной транзистор на полевом и биполярном транзисторах позволяет получить эквивалентную крутизну характеристики приблизительно 0,8...1 А/В. При большем выходном токе можно передавать импульсные сигналы, у которых скорость нарастания превышает 100 В/мкс. Нагрузкой может служить низкоомный резистор $R_н$. Характеристика транзистора показана на рис. 4.50,*б*. На рис. 4.50,*в* представлен вариант ступени.

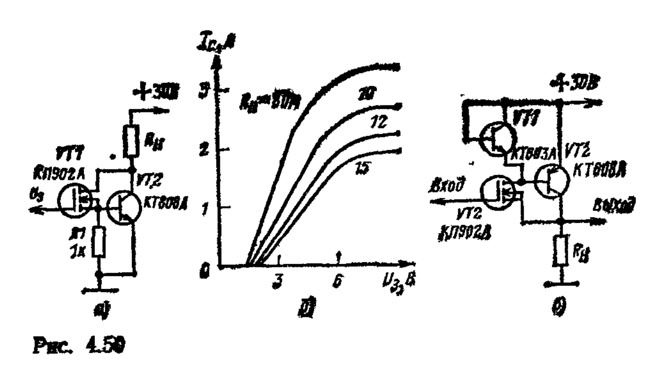


Рис. 4.50

Оба варианта при выходном напряжении 5 В могут обеспечить ток в нагрузке более 5 А.

## Полосовые усилители

Усилитель К157ХА2 (рис. 4.51, *а*). Он является усилителем ПЧ с АРУ. Основные параметры усилителя следующие: потребляемый ток 4 мА, напряжение питания 5 В, напряжение АРУ 3...4,5 В, крутизна для выходного напряжения 30 мВ составляет 9...30 мА/В, относительное изменение выходного сигнала на частоте 465 кГц в диапазоне изменения напряжения АРУ 120, коэффициент гармоник для входного сигнала 3 мВ 5 %, коэффициент модуляции 30 %, входное сопротивление 0,4...1 кОм.

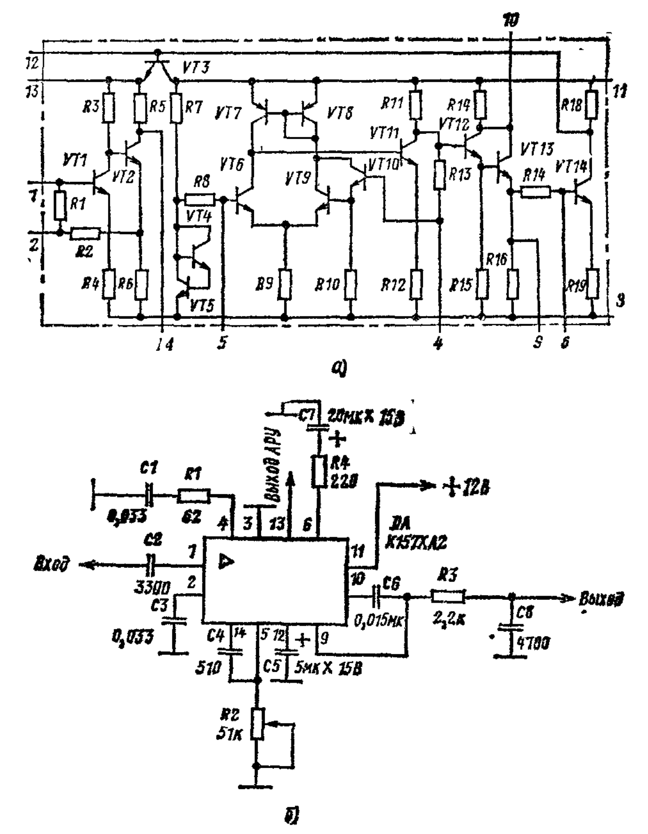


Рис. 4.51

Электрическая схема и схема включения К157ХА2 показаны на рис. 4.51,*б*.

**Резонансные усилители** (рис. 4.52, *а*, *в*). Усилитель с регулируемым коэффициентом усиления построен на двухзатворном полевом транзисторе VT1 (рис. 4.52,*а*). Для сигналов ВЧ (30 МГц) эта ступень эквивалентна усилителю на двух однозатворных транзисторах, где один транзистор включен по схеме с общим истоком,

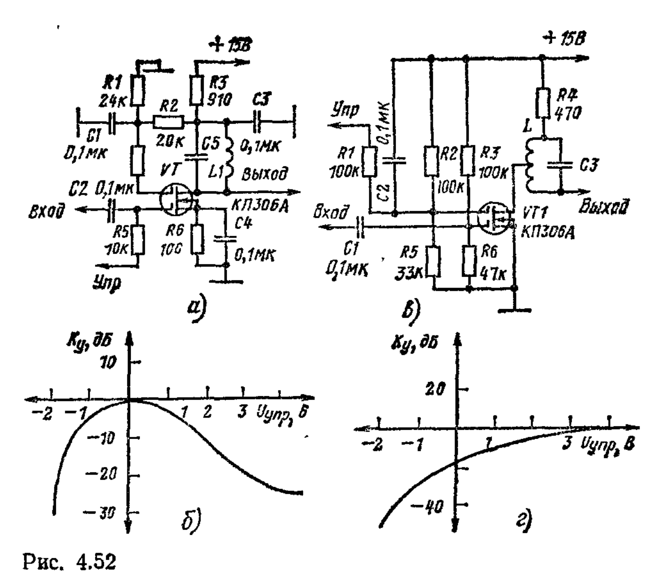


Рис. 4.52

а второй — с общим затвором. Кроме этого здесь достигнута слабая внутренняя ОС. Усилитель по схеме на рис. 4.52,*б* обладает низким входным сопротивлением. По этой причине для регулировки усиления необходимо в цепь второго затвора включить последовательно резистор R1, который создает отрицательную ОС.

Показанные на рис. 4.52,*б* и *г* передаточные характеристики сняты для сигнала частотой 465 кГц.

**Селективный усилитель** (рис. 4.53,*а*). Резонансная частота полосы пропускания усилителя определяется

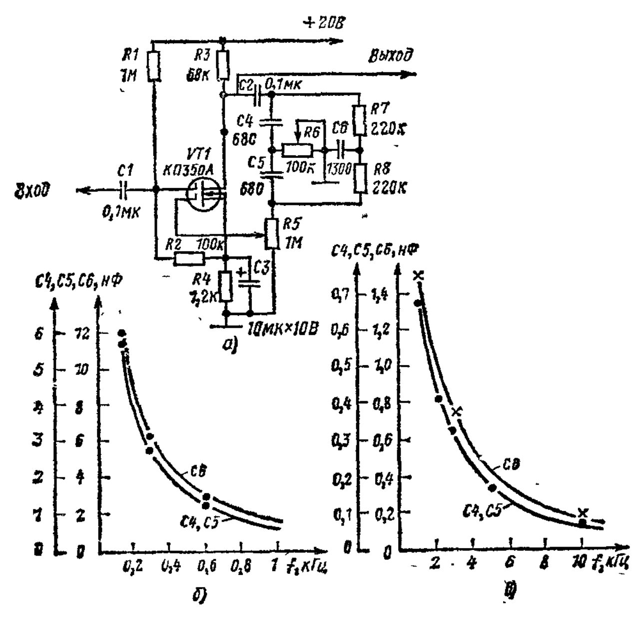



Рис. 4.53

элементами двойного Т-фильтра. Если положить $C3 = C5 = C/2 = C$ и $R4 = R5 = R$, то $f_0 = 1/(2\pi RC)$.

С помощью двойного Т-моста можно получить добротность более 20. Коэффициент усиления определяет резистор R7. Для получения различных значений резонансной частоты требуется определенное соотношение номиналов конденсаторов C4, C5, C6. Их определяют из графиков на рис. 4.53,*б*,*в*.

**Усилитель ВЧ** (рис. 4.54). Он предназначен для усиления сигналов в полосе частот от 1 до 100 МГц. В за-

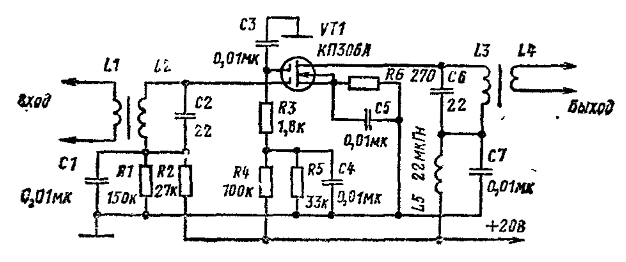



Рис. 4.54

висимости от частоты входного сигнала меняются индуктивности катушек L2 и L3, которые определяют резонансные частоты контуров (L1 и L4 — катушки связи). Коэффициент усиления зависит от напряжения на втором затворе. Максимальное значение коэффициента усиления свыше 20 дБ.

**Входной каскад** (рис. 4.55). Этот каскад предназначен для усиления ВЧ сигналов в первых каскадах приемников. Два транзистора работают на общую нагруз-

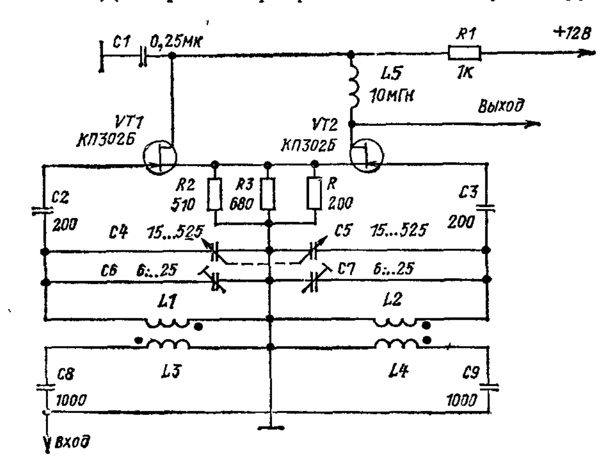



Рис. 4.55

ку. Каскад усиливает сигналы, выделяемые резонансными контурами, и суммирует их на общей нагрузке. Применение на входе двух каскадов позволяет ослабить сигналы помех. Второй сигнал подается в затвор транзистора в противофазе.

**Каскадный усилитель** (рис. 4.56). Он может работать в метровом диапазоне частот. Его коэффициент усиления равен 12...15 дБ.

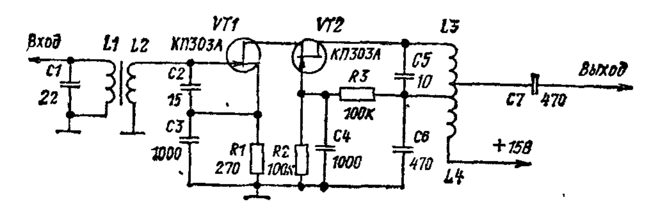



Рис. 4.56

Входной контур L1C1 настроен на среднюю частоту диапазона. Каскодное включение транзисторов обеспечивает большое усиление и устраняет паразитную ОС между выходом усилителя на его вход. Нагрузкой транзистора VT2 служит резонансный контур L3C5.

**Преобразователь ВЧ сигналов** (рис. 4.57). Транзистор VT1 выполняет функции усилителя ВЧ с перестраиваемой резонансной частотой, а VT2 — смесителя и гетеродина. Частоту гетеродина определяет частота квар-

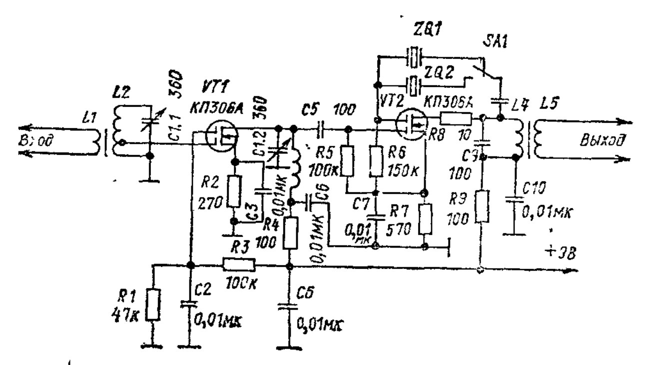



Рис. 4.57

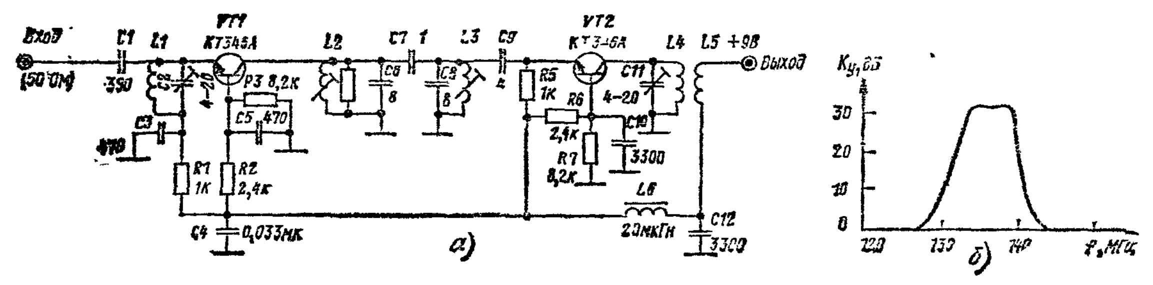


Рис. 4.58

цевых резонаторов ZQ1 (17,5 МГц) и ZQ2 (25,5 МГц). На выходе преобразователя включен полосовой фильтр, параметры которого зависят от номиналов элементов L4 и C10 Коэффициент усиления преобразователя равен 20 дБ.

**Усилитель ВЧ** (рис. 4.58,*а*). Он предназначен для выносных устройств. Его усиление более 30 дБ (рис 4.58,*б*). Напряжение питания и выходной сигнал передаются по одному кабелю. Усилитель прост в налаживании и устойчив в работе. Если пропорционально изменять номиналы катушек и конденсаторов, будет изменяться резонансная частота усилителя (вплоть до 1 МГц). Намоточные данные: L1—L4 — 4 витка, L5 — 1,5 витка, провод ПЭВ-2 0,5, диаметр каркаса — 10 мм.

**Комбинированный резонансный усилитель** (рис. 4.59). Он собран на транзисторах VT1 и VT3. Контур L1C2

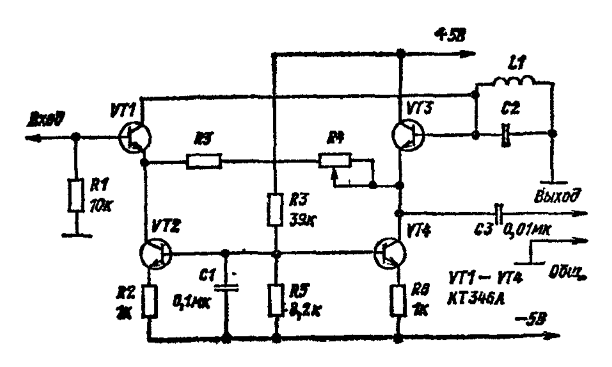


Рис. 4.59

с низкой добротностью включен в цепь положительной ОС. Эквивалентную добротность контура регулируют резистором R4. Сопротивление этого резистора определяют по формуле $R4 = Q\sqrt{L_1/C_2}$, где Q — собственная добротность контура. Эквивалентную добротность можно менять от 50 до 500 в полосе частот от 0,1 до 10 МГц и даже до 100 МГц. При этом сохраняется высокая стабильность работы усилителя.

Транзисторы VT2 и VT4 служат генераторами тока и определяют рабочие режимы транзисторов VT1 и VT3.

**Усилитель с управляемым коэффициентом усиления** (рис 4.60,*а*). Управляющим элементом усилителя служит канал сток-исток полевых транзисторов VT1 и VT2. На транзисторе VT3 построен резонансный усилитель. Входной сигнал частотой до нескольких мегагерц может меняться по амплитуде от 0 до 70 дБ Усилитель рассчитан на входной сигнал напряжением до 10 мВ.

Характеристики управления усилителя приведены на рис. 4.60,*б*.

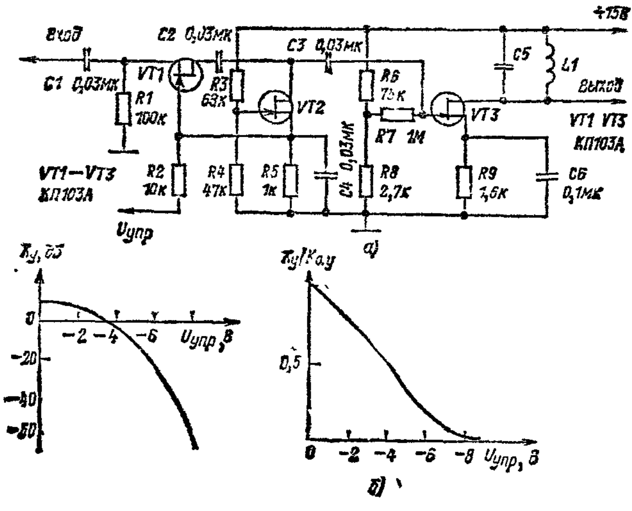


Рис. 4.60

**Усилитель с умножителем добротности** (рис 4.61). В цепь коллектора транзистора VT1 включен контур L1C3C4. Контур настраивают на частоту 50 кГц. С кон-

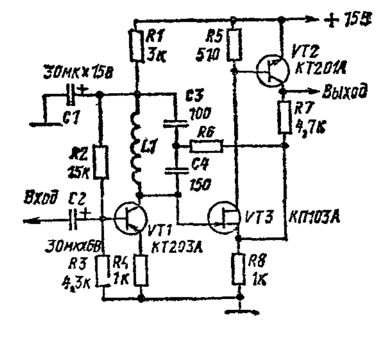


Рис 4.61

тура сигнал поступает на усилитель, собранный на транзисторах VT2 и VT3. Резистор R6 и контур L1C3C4 входят в цепь положительной ОС. Такое включение контура позволяет повысить эквивалентную добротность избирательной цепи. В результате добротность контура будет

$$Q = \frac{2\pi f_0 L}{r_k(1 - 0{,}25R_{oe}/R_6)},$$

где

$$R_{oe} = \frac{(2\pi f_0 L_1)^2}{r_k};$$

$r_k$ — сопротивление потерь в контуре; $f_0$ — центральная частота. Сопротивление резистора R6 может составлять

10...50 кОм в зависимости от сопротивления потерь в контуре.

Устройство, собранное из трех таких усилителей, будет иметь усиление около 150 дБ. Полоса пропускания на уровне 3 дБ равна 200 Гц. Ослабление входного сигнала при расстройке на 1 кГц составляет 40 дБ. Чувствительность — не хуже 0,2 мкВ при отношении сигнал-шум на выходе 10 дБ. Нестабильность усиления от температуры 0,5 %/град.

**Усилитель ПЧ для ЧМ сигналов** (рис 4 62). Сигнал ПЧ 6,5 МГц поступает на трехзвенный фильтр C1, C2,

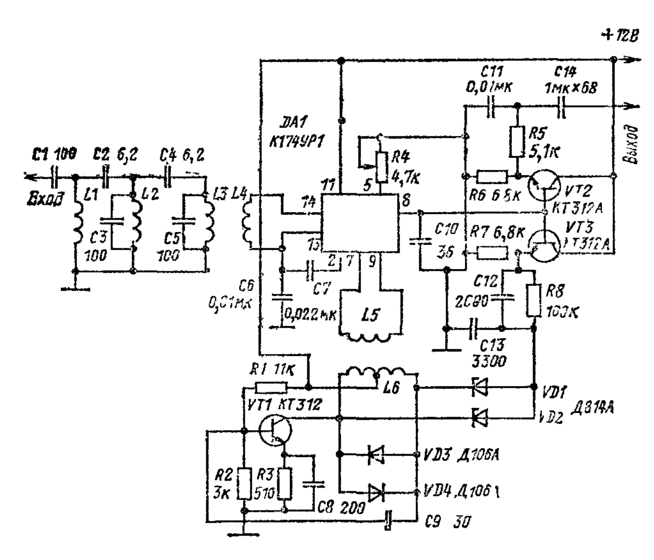



Рис. 4.62

C4, L1, L2, L3, L4. В микросхеме DA1 содержатся усилитель ПЧ и фазовый детектор. Конденсаторы C6 и C7 устраняют действие ОС на частоте сигнала. На фазовый детектор сигнал поступает от синхронного гетеродина, который построен на транзисторе VT1. Колебательный контур образован катушкой L6 и емкостью стабилитронов VD1, VD2, которые выполняют роль варикапов. Диоды VD3 и VD4 ограничивают амплитуду колебаний. Выходное напряжение фазового детектора (вывод 8, DA1) поступает на два эмиттерных повторителя на транзисторах VT2, VT3. Через первый передается выходной НЧ сигнал, а через второй — постоянная составляющая для управления частотой гетеродина (через стабилитроны VD1 и VD2).

Постоянное напряжение на выходе фазового детектора равно 4,5 В. Усилитель имеет чувствительность относительно уровня собственных шумов 2 дБ, нестабильность частоты гетеродина 35 кГц. Выходное напряжение равно 25 мВ при девиации частоты 15 кГц. Выходное сопротивление составляет 3 кОм.

**Усилитель сигнала ПЧ** (рис. 4 63). Чувствительность усилителя (100 мкВ) достигается использованием малошумящего транзистора VT1. На микросхему сигнал снимается с его коллектора и эмиттера, что уменьшает наводки и паразитные сигналы. Выходной сигнал (вывод 15) поступает на эмиттер транзистора VT2, обеспечивающего его согласование с фильтром Z1 (он настроен на частоту 465 кГц).

Образцовый сигнал детектора формируется на контуре L3C9. Резистор R14 служит для снижения порога открывания диода VD1. Цепь R10, C6 используется для системы АРУ.

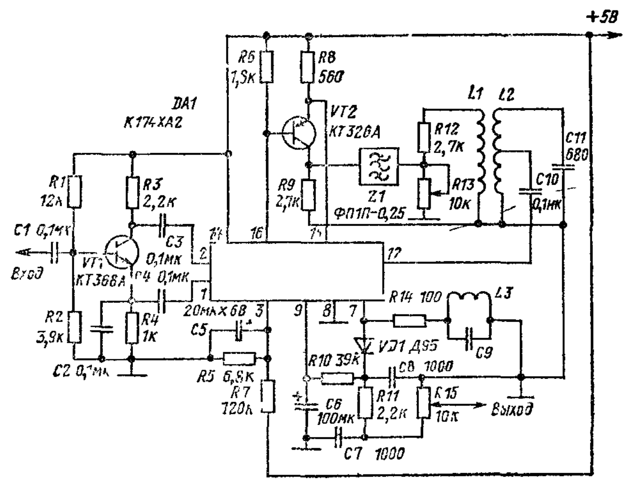



Рис 4 63

**Усилитель ПЧ с преобразователем** (рис. 4 64). Усилитель предназначен для использования в АМ тракте приемников. Входной сигнал через катушку связи L2 поступает на вход апериодического усилителя РЧ мик-

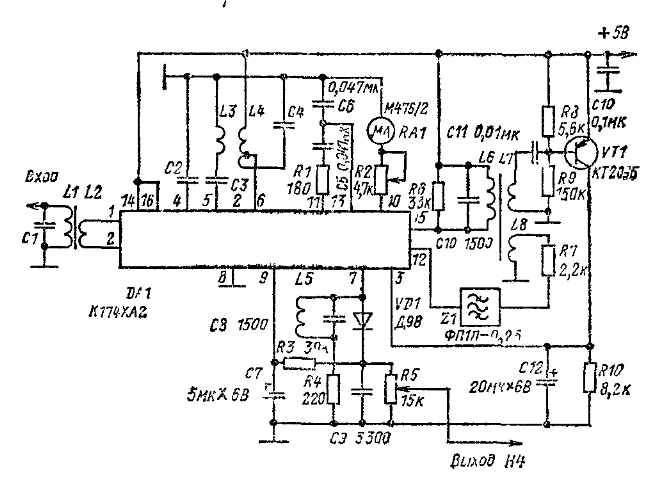



Рис 4 64

росхемы DA1 и далее на смеситель Контур гетеродина образован катушками L3, L4 и конденсаторами C3, C4. Напряжение ПЧ выделяется широкополосным фильтром L6, C10, R6. Сопротивление резистора R6 определяет полосу пропускания фильтра.

Через катушку L8 и резистор R7 напряжение ПЧ поступает на вход пьезокерамического фильтра Z1, а с него — на вход апериодического усилителя сигнала ПЧ микросхемы (вывод 12). Усиленный сигнал ПЧ детектируется (VD1, R5, C9). Рабочую точку детектора можно регулировать резистором R4, включенным последовательно с контуром ПЧ.

В усилителе АРУ по РЧ и ПЧ — раздельные. Сигнал для АРУ по РЧ снимают с широкополосного фильтра L6, C10, R6 и подают на выпрямитель на транзисторе VT1. Регулирующее напряжение с выхода выпрямителя подводят к усилителю РЧ через усилитель постоянного тока (вывод 3). Вторая петля АРУ — узкополосная. Регулирующее напряжение снимают с выхода детектора и через фильтр R3C7 подают на вход усилителя ПЧ через второй усилитель постоянного тока микросхемы (вывод 9). Применение двухпетлевого

АРУ улучшает распределение усиления между апериодическимя усилителями ВЧ и ПЧ и в конечном счете повышает отношение сигнал-шум.

Элементы R1, C5, C6 необходимы для стабилизации коэффициента усиления усилителя постоинного тока. С повышением сопротивления резнстора R1 уменьшается усиление ПЧ. По стрелочному индикатору PA1 с током полного отклонения стрелки 200 мкА фиксируют максимальный уровень входного сигнала. Числа витков катушек L6, L7, L8 ВЧ сигнала относятся как 76 : 20 : 7.

**Устройство бесшумной настройки** (рис. 4 65) В нем использовано выходиое напряжеиие с вывода 13 микросхемы, предназначенного для подключения индикатора.

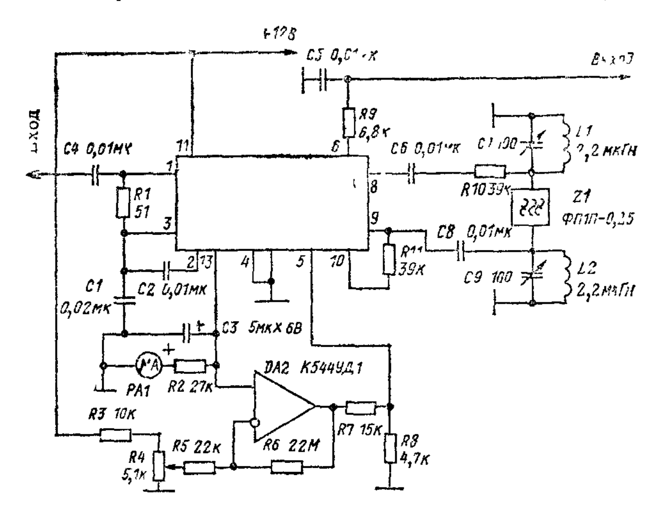


Рис 4 65

Полоса пропускания устройства равна ±5 кГц иа частоте входного сигнала 10,7 МГц. Для повышения добротности резонансной системы использован кварцевый резонатор.

Система бесшумной настройки на микросхеме DA1 работает удовлетворительно в широкополосных устройствах, однако оиа не обладает быстродействием н точностью, необходимыми дли работы в узкополосных приемниках. В узкополосных прнемниках сигнал максимально усилнвают до детектора, так что ограничеине происходнт в присутствии шумов. При малом уровне входного сигнала такое ограничение практически сводит к нулю эффективность системы бесшумной настройки.

Напряжеиие индикатора настройки, снимаемое после усиления тремя ступенями усилителя ПЧ и детекторов уровни, имеет стабильные характеристики. Практически характеристика шумоподавителя линейна в пределах напряжения входиого сигнала от 5 мкВ до 10 мВ. Благодаря высокому входному сопротивлению ОУ DA2 не нагружает сигнал (вывод 13), а большое усиление ОУ значительно повышает точность бесшумной иастройки. Делитель напряжении R7, R8 ограничивает напряжение, поступающее на выход 5 на уровие 5 В.

**Приемник с транзисторным усилителем ПЧ** (рис. 4.66). Входной сигнал частотой от 45 до 100 МГц подается на смеситель, выполненный на транзисторе VT1. В цепь эмиттера этого транзистора подводят сигнал гетеродина с амплитудой 200...300 мВ. На заданную частоту входного сигнала настраиваются гетеродинным контуром L3C6. Сигнал ПЧ (160 кГц) выделяется на контуре L2C7. Полоса пропускания контура около 15 кГц.

Здесь использовано частичное включение контура в коллекторную цепь транзистора. Число витков индуктивностей соответственно равно 50; 25; 10. В коллектор включена 1/3 числа витков контура.

Затем сигнал ПЧ поступает на трехступенный усилитель и далее на амплитудный детектор с индикатором PA1 (микроамперметр с током полного отклонения стрелки 100 мкА). Сигнал ЗЧ на предварительный усилитель на транзисторе VT6 с коэффициентом передачи 10 Общая чувствительность приемника равна 5 мкВ при амплитуде сигнала 1 В.

## Преобразователи частоты приемников

**Блок УКВ** (рис 4 67, *а*). Он состоит из трех узлов: усилителя РЧ, смесителя и гетеродина. Усилитель РЧ собран на транзисторе VT1, в цепь коллектора которого включен контур, настраиваемый на заданную частоту варикапом VD1. В эмиттерную цепь транзистора включен широкополосный контур L1C1C2, перекрывающий весь диапазон частот от 66 до 73 МГц.

Гетеродин собран на транзисторе VT3 Частотозадающий контур настраивают варикапом VD2 на частоту в пределах от 76,7 до 83,7 МГц Перестраивают гетеродин и усилитель ВЧ переменным резистором R13. Гетеродинный и входной сигналы подают на смеситель, выполненный на транзисторе VT2. Контур L4C15 настроен на ПЧ 10,7 МГц.

Общее усиление блока 22 дБ, неравномерность усиления во всем диапазоне частот 3 дБ. Избирательные характеристики блока показаны на рис. 4 67, *б*, *в* Намоточные данные катушек: L1—L2 витков L2 — 8 вит-

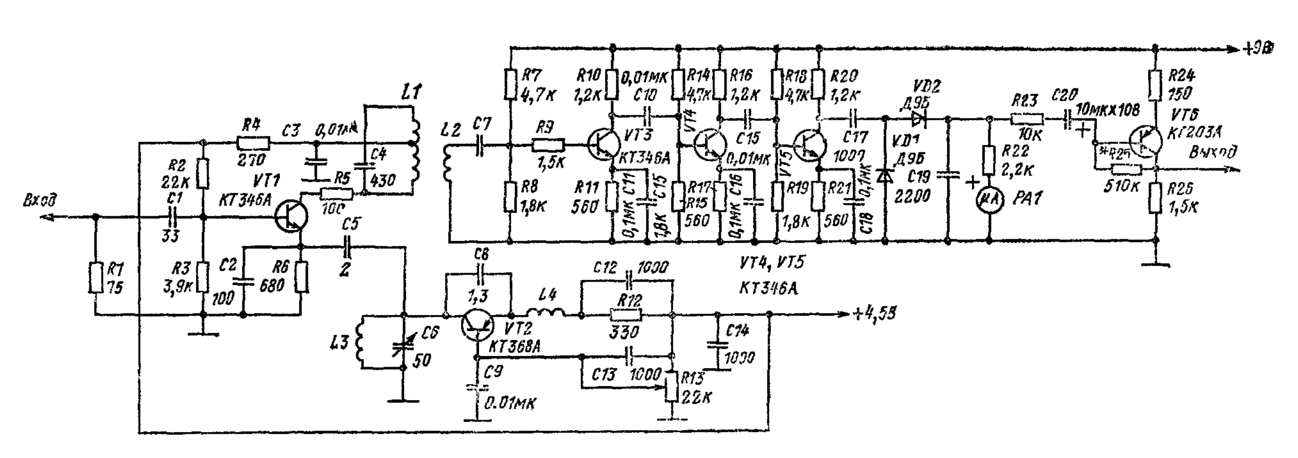


Рис. 4 66

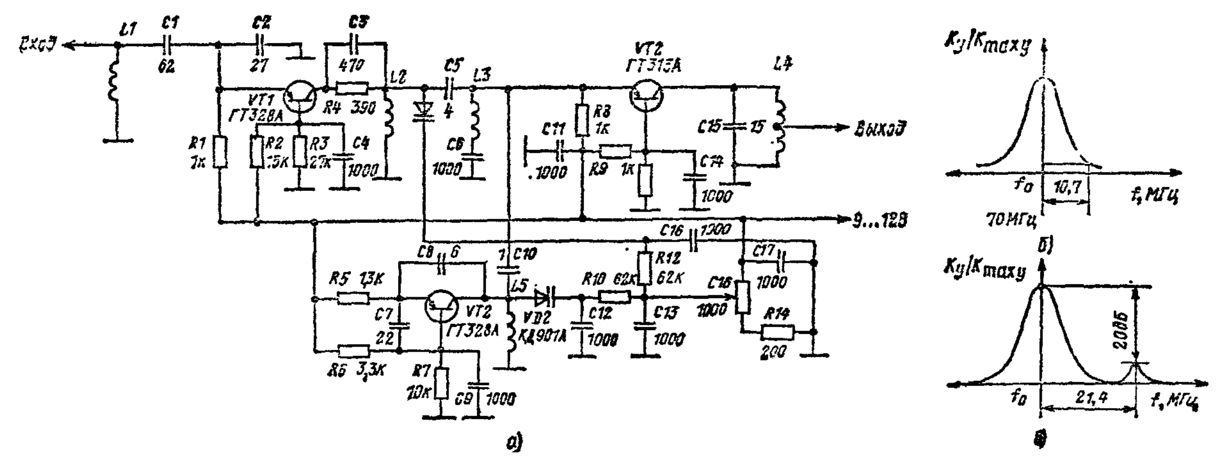



Рис. 4 67

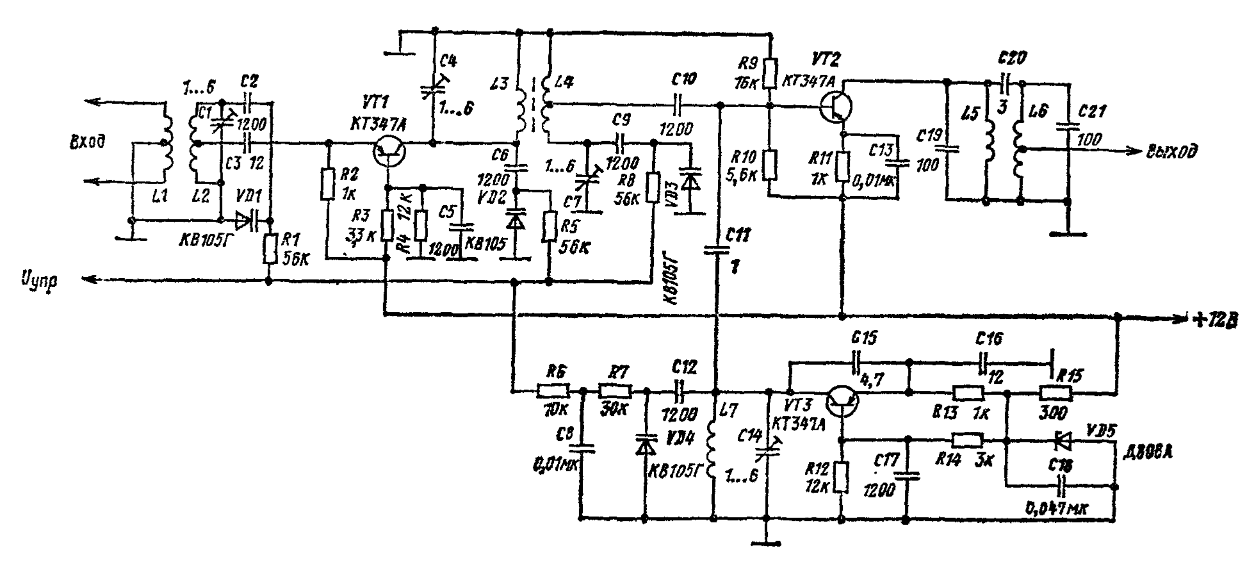



Рис. 4.68

ков провода ПЭВ-2 0,35; L3 — 11 витков, а L5 — 8 витков провода ПЭВ-2 0,69; L4 — 40+10 витков провода 0,18. Вместо варикапа типа Д901А можно применить КВ109.

**Блок УКВ на биполярных транзисторах** (рис. 4.68). Входной сигнал через катушку связи L1 поступает в контур L2C1, который настраивают на заданную частоту варикапом VD1. Усилитель РЧ собран на транзисторе VT1, включенном по схеме ОБ. Контур L3C4 настраивают варикапом VD2, а контур L4C7, индуктивно связанный с предыдущим,— варикапом VD3. На базу смесительного транзистора VT2 поступает входной и гетеродинный сигналы. В цепи коллектора транзистора VT2 находятся два контура ПЧ, связанные конденсатором C20 Частоту сигнала гетеродина изменяют варикапом VD4. Для настройки блока на заданную частоту в диапазоне 87...104 МГц необходимо по цепи управления подать напряжение 3...25 В.

Общее усиление блока 26 дБ, избирательность по соседнему каналу 35 дБ, чувствительность 5 мкВ при отношении сигнал-шум 26 дБ. Полоса пропускания контура по ПЧ составляет 300 кГц.

Намоточные данные катушек: L1 — 2 витка провода ПЭВ-2 0,16; L2; L3 и L4 — 5,5 витка провода ПЭВ-2 0,5; L5, L6 — 20 витков провода ПЭВ-2 0,18; L7 — 5 витков провода ПЭВ-2 0,5. Расстояние между катушками L5 и L6 16 мм.

**Блок УКВ на полевых транзисторах** (рис. 4.69). Усилитель РЧ имеет усиление 8 дБ в полосе частот 87...108 МГц. Два входных контура, которые настраиваются варикапами VD1 и VD2, обеспечивают необходимую селекцию РЧ сигнала. Контур L4C11C12 C12 определяет эквивалентное сопротивление нагрузки VT1. После усилителя РЧ сигнал поступает на смеситель, собранный на транзисторе VT2, который обеспечивает коэффициент передачи 16 дБ. Гетеродин собран на биполярном транзисторе VT3 с контуром в цепи коллектора. Контур имеет двойную настройку: на заданную частоту — варикапом VD5 и по цепи АПЧ — варикапом VD4.

На заданную частоту блок настраивают подачей на вход управления напряжения от 3 до 27 В.

Намоточные данные катушек: L1 — 5 витков; L2 — 4,5 витка; L3 — 10 витков; L4 — 3,75+0,5 витка; L5 — 20 витков; L6 — 1,5+1,5 витка; L7 — 12 витков. Катушки L1—L3, L5 наматывают проводом ПЭВ-2 0,6, катушку L4 — проводом ПЭВ-2 0,18 и катушки L6 и L7 проводом ПЭВ-2 0,2.

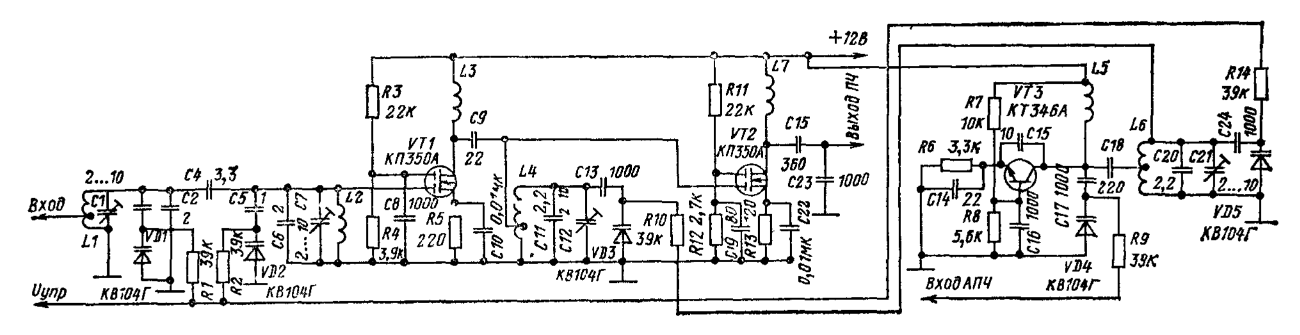



Рис. 4.69

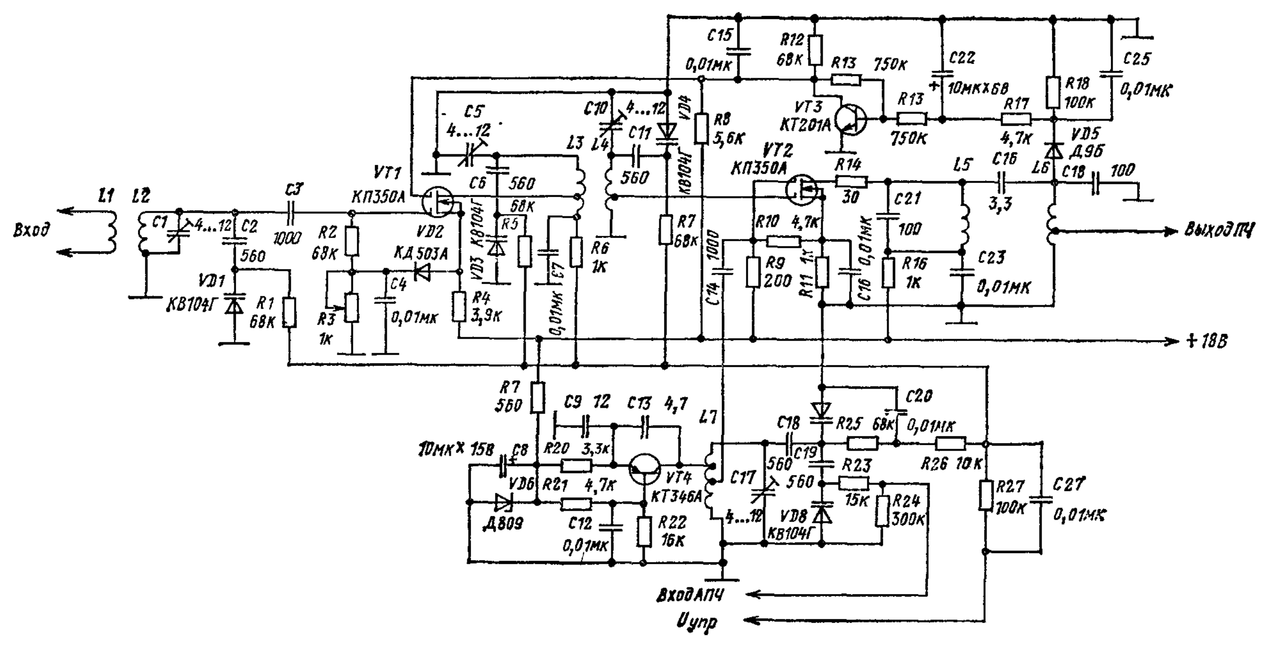



Рис. 4.70

**Блок УКВ с АРУ** (рис. 4.70). Он состоит из РЧ, смесителя и гетеродина. Входная ступень собрана на транзисторе VT1. Рабочий режим этого транзистора устанавливают переменным резистором R3. На истоке транзистора VT1 должно быть напряжение 4 В. Обратная связь через диод VD2 позволяет уменьшить влияние мешающих сигналов на входе при настройке. Входной контур настраивают на заданную частоту варикапом VD1, а контуры L3C5C6 и L4C10C11 варикапами VD3 и VD4.

Смеситель собран на транзисторе VT2. Контур L5C21 настроен на ПЧ 10,7 МГц. Через диод VD5 сигнал ПЧ поступает на систему АРУ. На фильтре R16—R18, C22, C25 выделяется постоянная составляющая, которую усиливает транзистор VT3.

Сигнал гетеродина формируется в контуре L7C17, настраиваемом на заданную частоту варикапом VD7. Для автоматической подстройки частоты сигнала гетеродина служит варикап VD8.

Блок усиливает входной сигнал на 32 дБ. Избирательность по соседнему каналу составляет 65 дБ, отношение сигнал-шум 26 дБ. Система АРУ начинает работать при входном сигнале 1 мВ.

Намоточные данные катушек: (для диапазона 65,8... 73 МГц) L1 — 3 витка; L2 — 6 витков; L3, L4 — 4+1,5 витка; L5, L6 — 20 витков; L7 — 0,5+4+1,5 витка; все проводом ПЭВ-2 0,18; (для диапазона 87...104 МГц) L1 — 2 витка; L2 — 3,5 витка; L3, L4 — 2,5+1 витка; L7 — 0,5+2+1 витков; все проводом ПЭВ-2 0,18.

**Усилитель с большой чувствительностью** (рис. 4.71). Он усиливает и детектирует АМ и ЧМ сигналы.

Входной сигнал поступает на контур L1C2 предварительной селекции. Пьезофильтр Z1 формирует требуемую частотную полосу. Усилитель на микросхеме DA1 усиливает сигнал более чем на 60 дБ. Пьезофильтр Z2 окончательно формирует полосу и уменьшает шум. Усилитель на микросхеме DA2 включен в цепь АРУ. На выходе усилителя включен амплитудный детектор VD2, VD3, C8, C9. Постоянное напряжение на конденсаторе C8 является управляющим для усилителя DA1. Переменным резистором R4 устанавливают порог срабатывания системы АРУ. Переключателем SA1 можно менять постоянную времени системы АРУ скачком с 0,7 на 8 мс. Индикатор PA1 позволяет контролировать уровень входного сигнала.

Входной АМ сигнал подается через транзистор VT2 на контур L4C18 и далее на детектор VD4. Сигнал ЗЧ с выхода детектора через контакты переключателя SA2 поступает на повторитель на транзисторе VT4. Фильтр C24, C26, C28, C31, R24, V25, R27, R30 определяет полосу частот сигнала ЗЧ; его затухание на частоте 2,5 кГц равно 3 дБ, а на 5 кГц — 13 дБ.

Входной ЧМ сигнал с пьезофильтра Z2 поступает через транзистор VT1 на контур L2C17, который свя-

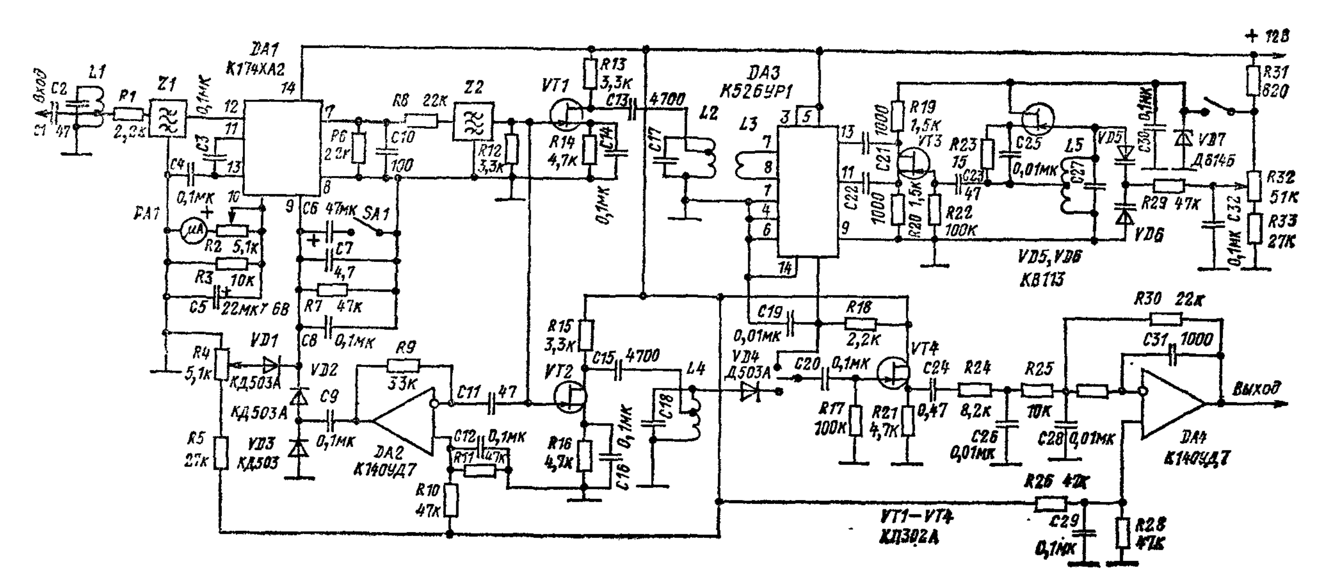



Рис. 4.71

зан индуктивно с входом микросхемы DA3. Она перемножает входной сигнал и сигнал гетеродина, собранного на транзисторе VT5 Контур L5C27 настроен на частоту 465 кГц. С помощью варикапов VD5 и VD6 переменным резистором R32 можно менять частоту гетеродина на ±3 кГц. Транзистор VT3 используется как переменный резистор.

В результате взаимодействия входного и гетеродинного сигналов на резисторе R18 выделяется сигнал ЗЧ, который через контакты переключатели SA2.1 подается на затвор полевого транзистора VT4 и далее на выходной фильтр.

Общий коэффициент усиления усилителя более 100 дБ.

**Селективный усилитель ВЧ сигналов** (рис. 4.72). Усилитель предназначен для выделения сигналов с длиной волны 80, 40, 20, 15 и 10 м. Усилитель подстраивают

Рис. 4 72

на заданную частоту переменным конденсатором С1. Входное сопротивление усилителя составляет 50 Ом, а коэффициент усиления 20 дБ.

Намоточные данные контуров:

для 80 м: L1, L13 — 5 витков; L2, L12 — 85 витков провода ПЭВ-2 0,25; С2=С7=7...80 пФ;

для 40 м: L4, L15 — 3 витка; L4, L14 — 40 витков провода ПЭВ-2 0,25; С3=С8=4...40 пФ;

для 20 м: L5, L17 — 2,5 витка; L6, L16 — 20 витков провода ПЭВ-2 0,7; С4=С9=4...40 пФ;

для 15 м: L7, L19 — 2 витка; L8, L18 — 13 витков провода ПЭВ-2 0,7; С5=С10=4...40 пФ;

для 10 м: L9, L21 — 1,5 витка; L10, L20 — 10 витков провода ПЭВ-2 0,7; 0,6=С11=1...7 пФ.

**Усилитель ПЧ с пьезофильтром** (рис. 4.73). Входной сигнал поступает на предварительный усилитель на

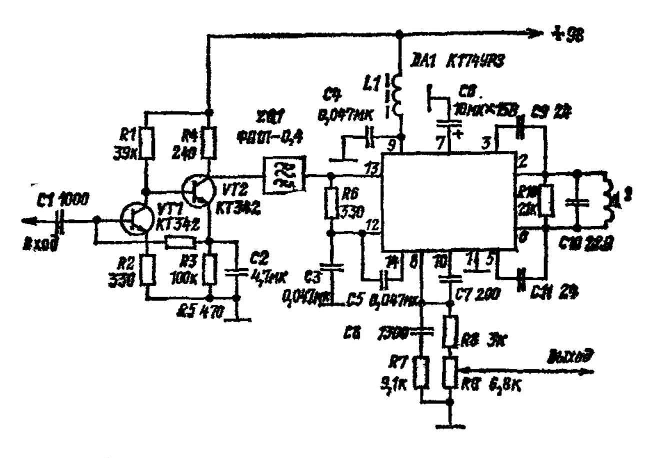



Рис. 4.73

транзисторах VT1 и VT2. Пьезокерамический фильтр Z1 определяет ширину полосы пропускания тракта ПЧ. Центральная частота фильтра равна 10,7 МГц. Отфильтрованный сигнал подведен к входу микросхемы DA1, которая преобразует этот сигнал в напряжение ВЧ. Усилитель ПЧ имеет чувствительность 30 мкВ при амплитуде выходного сигнала ЗЧ, равной 0,1 В.

**Усилитель ПЧ с индикатором уровня** (рис. 4 74). Входной двуступенный резонансный усилитель на транзисторах VT1, VT2 и пьезофильтрах Z1, Z2 имеет полосу пропускания 8 кГц. Предварительно усиленный

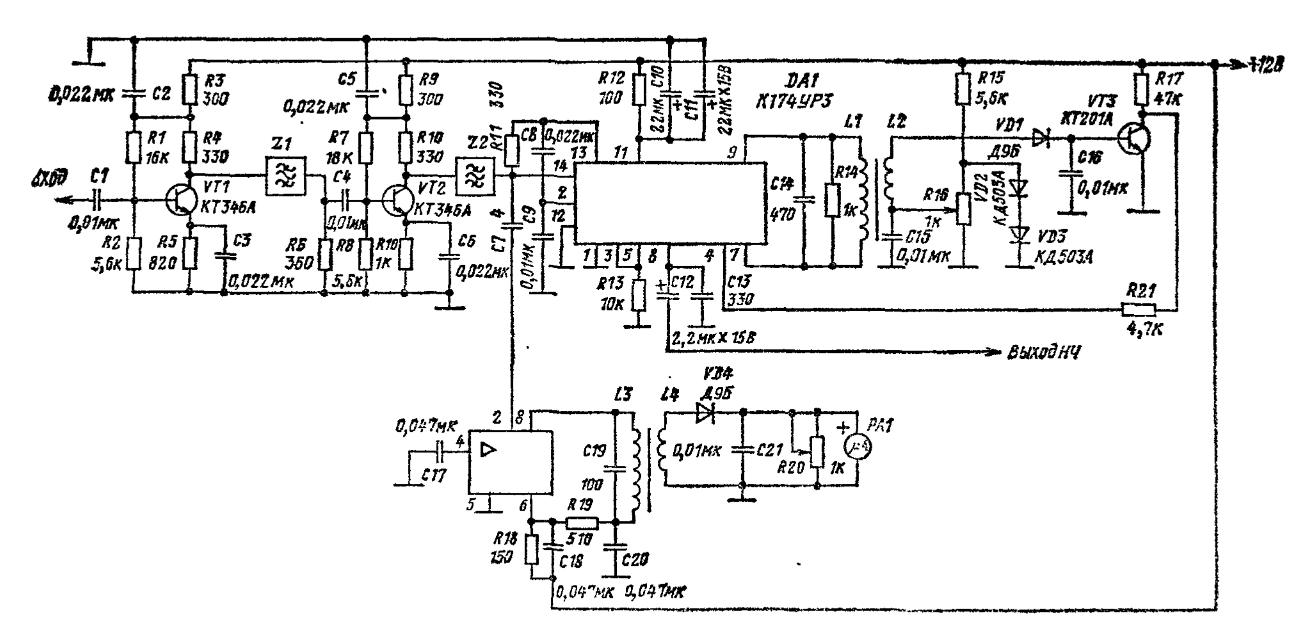



Рис. 4.74

сигнал подается на вход микросхем DA1 и DA2. Микросхема DA2 усиливает сигнал, а детектор на диоде VD4 выделяет постоянную составляющую, пропорциональную амплитуде сигнала ПЧ. Постоянную составляющую контролируют по шкале микроамперметра PA1 с током полного отклонения стрелки 200 мкА.

Микросхема DA1 усиливает и детектирует ФМ сигнал с частотой 10 МГц. Контур детектора совпадения построен на элементах L1, C14, R14. С катушки связи L2 сигнал поступает на диоды детектора, который формирует на конденсаторе C16 постоянную составляющую, пропорциональную амплитуде ПЧ сигнала. Постоянное напряжение на конденсаторе C16 управляет работой транзистора VT3, который включен в цепь АРУ. Порог срабатывания детектора устанавливают переменным резистором R16. Чувствительность усилителя равна 8 мкВ.

Катушка L1 имеет 9 витков провода ПЭВ-2 0,3, катушки L2 и L4 — 9, а L3 = 18 витков провода ПЭВ-2 0,1

**Полосовой усилитель** (рис. 4.75, *а*). Он состоит из двух транзисторных усилителей, между которыми вклю-

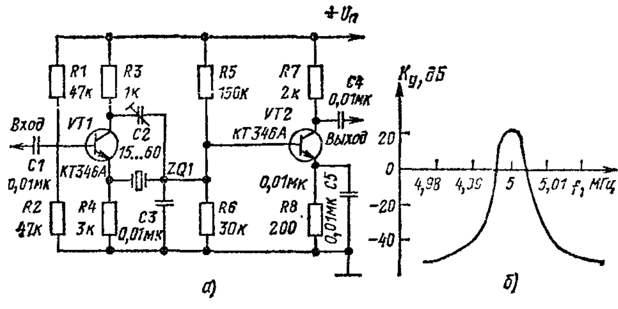



Рис. 4.75

чен кварцевый фильтр, обеспечивающий необходимую полосу пропускания. Характеристика усилителя показана на рис. 4.75, *б*. Эта характеристика формируется за счет того, что на частоте 5 МГц сопротивление кварца становится минимальным.

Усилитель может работать при напряжении питания от 3 до 15 В.

**Подавитель импульсных помех** (рис. 4.76, *а*). На входе устройства имеется постоянное напряжение —2,7 В

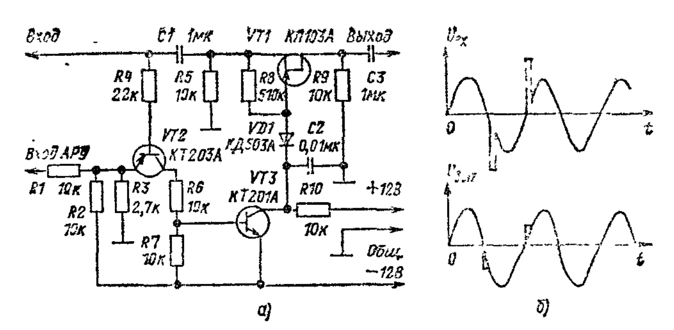



Рис. 4.76

при нулевом напряжении АРУ и —3,7 В при напряжении АРУ —8 В. На выходе детектора огибающей сигнал сравнивается по уровню с порогом, который меняется в зависимости от напряжения АРУ, и в случае превышения входным сигналом блокируется транзистором VT1 на длительность импульсного сигнала.

Компаратором напряжения служит транзистор VT2. Если открывается транзистор VT2, открывается и транзистор VT3, через который разряжается конденсатор C2. Транзистор VT1 закрывается и не пропускает сигнал на выход. После прекращения действия входного импульсного сигнала транзисторы VT2 и VT3 закрываются. Напряжение на коллекторе транзистора VT3 линейно увеличивается и открывает транзистор VT1. В результате на выход проходят только остаточные узкие импульсные помехи (рис. 4.76, *б*).

# ФИЛЬТРЫ

В современной аппаратуре важное место занимают активные RC фильтры. По принципу действия их делят на три типа: преобразователи полного отрицательного сопротивления, гираторы и фильтры на усилителях с отрицательной ОС.

С помощью преобразователей и гираторов можно имитировать катушки индуктивности. Преобразователи полного отрицательного сопротивления способны менять сопротивление элемента, подключенного к одному входу, на отрицательное сопротивление по отношению к другому входу. Так, емкость преобразуется в обратную индуктивность $1/(j\omega C) \rightarrow j/(\omega C)$. Ток в этой цепи запаздывает относительно приложенного напряжения. Здесь при увеличении частоты ток в цепи убывает, а не растет, как в обычной катушке. Фильтры, построенные на таких преобразователях, имеют существенный недостаток — значительное изменение частотной характеристики при изменении параметров элементов.

В гираторах происходит преобразование положительного сопротивления в отрицательное, емкость преобразуется в индуктивность, т. е. $1/(j\omega C) \rightarrow j\omega C$. Здесь зависимость постоянной характеристики от параметров элементов так же велика, как и у преобразователей полного отрицательного сопротивления.

С помощью этих преобразователей и гираторов можно реализовать фильтры с передаточными характеристиками высших порядков, по свойствам сравнимые с LC фильтрами.

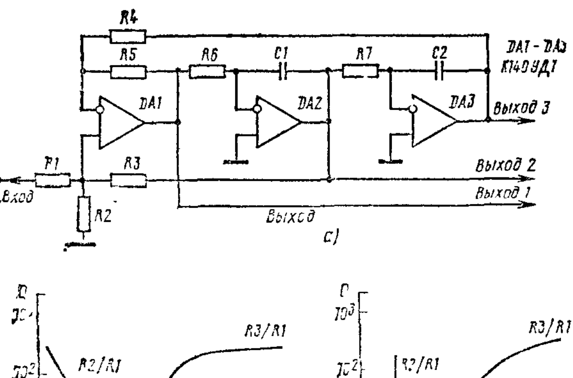
Наибольшую популярность имеют фильтры на усилителях с отрицательной ОС. Эти фильтры не предъявляют жестких требований к точности номиналов его элементов, и позволяют создавать самые различные селективные устройства. Такие фильтры дают возможность решать определенные задачи: содержать малое число элементов, как активных, так и пассивных; быть простым в налаживании; малочувствительными к влиянию разброса параметров элементов, в особенности конденсаторов; не предъявлять жестких требований к применяемому ОУ, в особенности требований к ширине полосы пропускания и полному входному и выходному сопротивлениям; иметь малую зависимость характеристик фильтра от изменения параметров элементов и коэффициента усиления ОУ, в частности от произведения коэффициента усиления на ширину полосы пропускания. Решение последней задачи наиболее важно, так как фильтры, требующие соблюдения высокой точности значений номиналов элементов, трудно налаживать, и по мере старения характеристики фильтра существенно ухудшаются.

В этом разделе собраны описания различных фильтров, построенных как на LC-элементах, так и с использованием ОУ. Все они были разработаны для применения в современных устройствах различного назначения.

## Фильтры нижних частот

**Комбинированный фильтр** (рис. 5.1, *а*). Устройство обладает свойствами трех фильтров: широкополосного, полосового и узкополосного. Добротность Q и резонансную частоту $f_0$ фильтров устанавливают независимо. Пределы изменения Q — от 0,1 до 160, а $f_0$ — от 1 Гц до 4,5 кГц. Резисторы R1—R3 служат для регулировки добротности, а цепи R6, C1 и R7, C2 используют для установки резонансной частоты $f_0$. При $Q > 1$ справедливы соотношения $f_0 = (2\pi R_6 C_1)^{-1} = (2\pi R_7 C_2)^{-1}$.

Кривые изменения добротности при изменении отношения сопротивлений показаны на рис. 5.1, *б*, *в*: на рис. 5.1, *б* — для узкополосного и широкополосного фильтров, на рис. 5.1, *в* — для полосового фильтра. Эти зависимости используют для определения сопротивле-



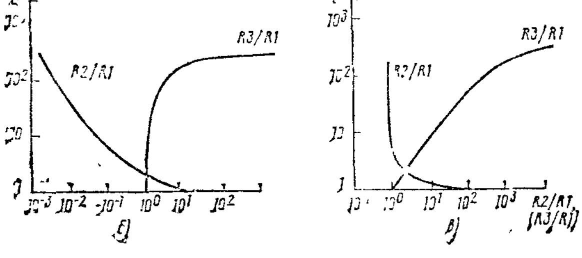




Рис 5.1

ния резисторов R3 и R2. Сопротивление резистора R1 выбирают от 1 кОм до 1 МОм. Сопротивление резисторов R6 и R7 и емкости конденсаторов определяют, исходя из значений Q и $f_0$. Следует иметь в виду, что сопротивления резисторов R3 и R2 различны для различных типов фильтра. Сопротивления резисторов R5 и R4 выбирают одинаковыми в пределах от 1 до 100 кОм. Если принять Q=30, то полосовой фильтр должен иметь R3=1,2 кОм и R2=18 кОм. Для $f_0$= =50 Гц конденсаторы должны иметь C1=C2= =0,01 мкФ, а резисторы R6=R5=324 кОм.

**Полосовой фильтр на 300 Гц** (рис. 5.2). Его центральная частота составляет 300 Гц. Налаживают

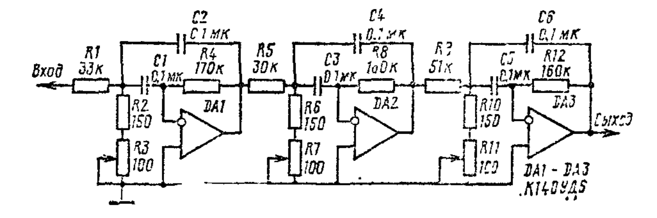



Рис. 5.2

фильтр подборкой резисторов R3, R7 и R11. Допуск на номиналы применяемых элементов должен быть не хуже 1 %. Фильтр обеспечивает затухание 3 дБ при расстройке на ±10 Гц и 25 дБ — на ±40 Гц.

**Фильтр низкой частоты** (рис. 5.3, *а*). Он имеет частоту среза 3 кГц. Если номиналы всех элементов фильтра выбраны с допуском не хуже ±5 %, то фильтр налаживания не требует. Катушка L1 помещена в магнитопровод СБ-4а. Катушки L1 и L4 содержат по 3000 витков, а L2 и L3 — по 4900 витков провода ПЭВ-1 0,1.

Частотная характеристика фильтра показана на рис. 5.3, *б*.

**Входной фильтр** (рис. 5.4, *а*). Входное и выходное сопротивление фильтра 50 Ом. Частотная характеристика показана на рис. 5.4, *б*. В точке *1* на АЧХ затухание фильтра составляет 40 дБ при 50 МГц, в точке *2* — 60 дБ при 54 МГц и в точке *3* — 60 дБ при 81 МГц.

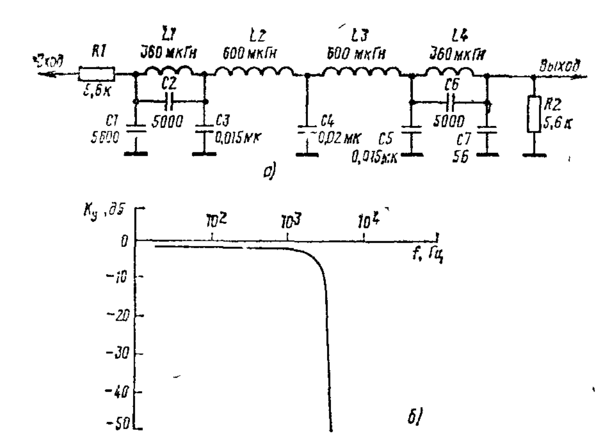



Рис. 5.3

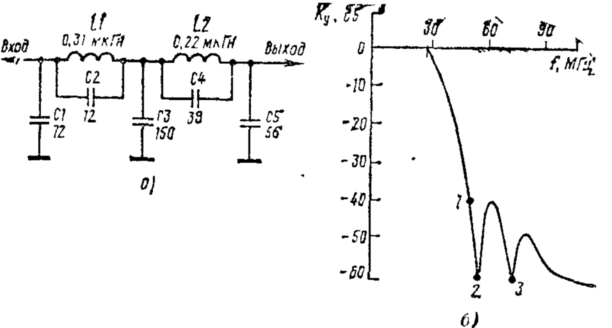



Рис. 5.4

Катушки наматывают на общем каркасе диаметром 6 мм. Катушка L1 содержит 9 витков, а L2 — 8 витков провода ПЭВ-2 0,8.

**LC фильтры нижних частот** (рис. 5.5). Здесь приведено несколько вариантов LC фильтров, которые можно с успехом применять для выделения НЧ сигналов. Фильтры имеют различные значения граничной частоты. Показаны также АЧХ этих фильтров.

**Два фильтра, не требующие налаживания** (рис. 5.6). В фильтрах не требуется точной подгонки номиналов элементов. На рис. 5.6, *а* представлена схема однозвенного фильтра с полосой пропускания от 0 до 8 кГц и его частотная характеристика. В зависимости от сопротивления резистора R3 можно менять затухание фильтра вне полосы пропускания.

При пропорциональном изменении индуктивности катушек и номиналов конденсаторов также можно менять граничную частоту. На рис. 5.6, *б* представлена схема многозвенного фильтра и его частотная характеристика. Для сигналов с частотой 60 кГц затухание равно 10 дБ, для 80 кГц — 75 дБ, для 100 кГц — 72 дБ.

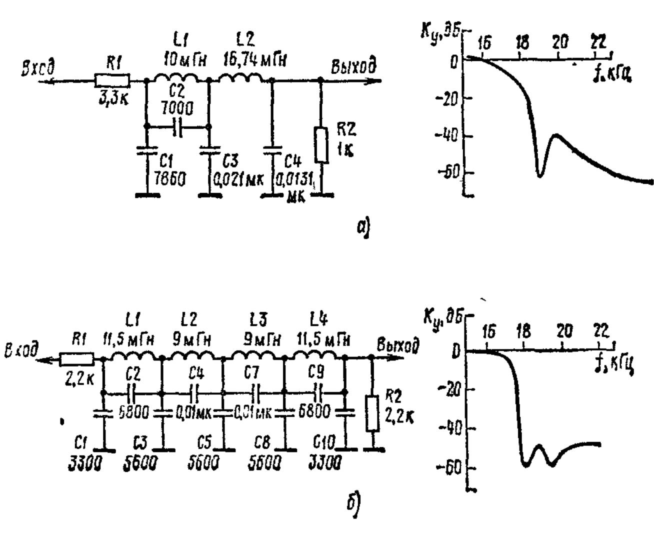
**Фильтр третьего порядка** (рис. 5.7, *а*). Он позволяет в широких пределах менять параметры АЧХ (рис. 5.7, б). Значения частоты $f_0$, $f_1$ и $f_2$ определяют из выражений

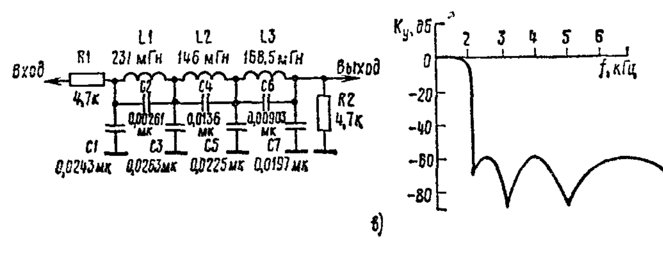
$$f_0=1/(2\pi R_2\sqrt{C_1C_2}),\quad f_1=1/(\pi R_2C_1),$$

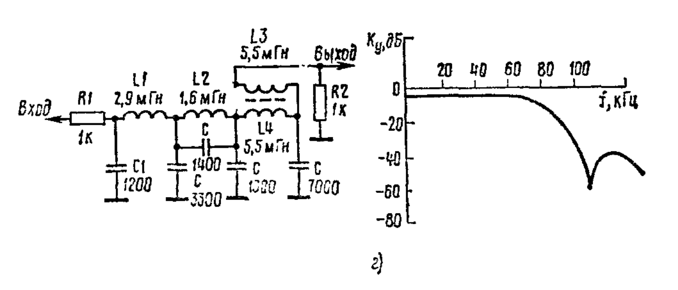
$$f_2=1/[2\pi C_2(R_1+R_5)].$$

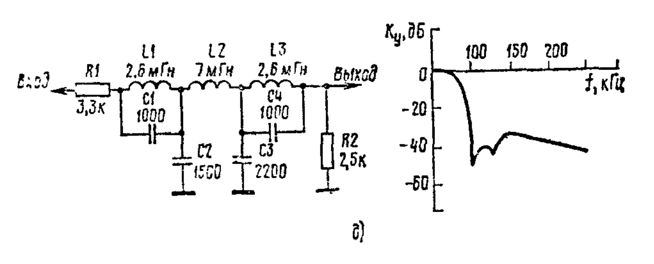
Уровень сигналов в различных областях спектра находят из выражений

$$K_A=R_5/2R_2,\quad K_\infty=R_5/(R_1+R_5),$$



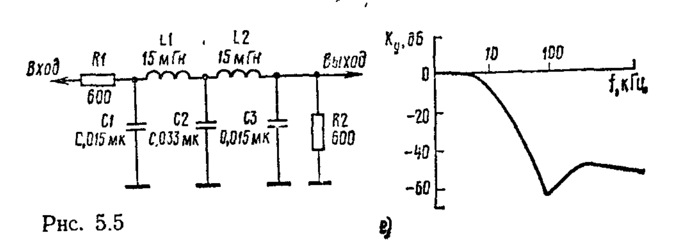




Рис. 5.5

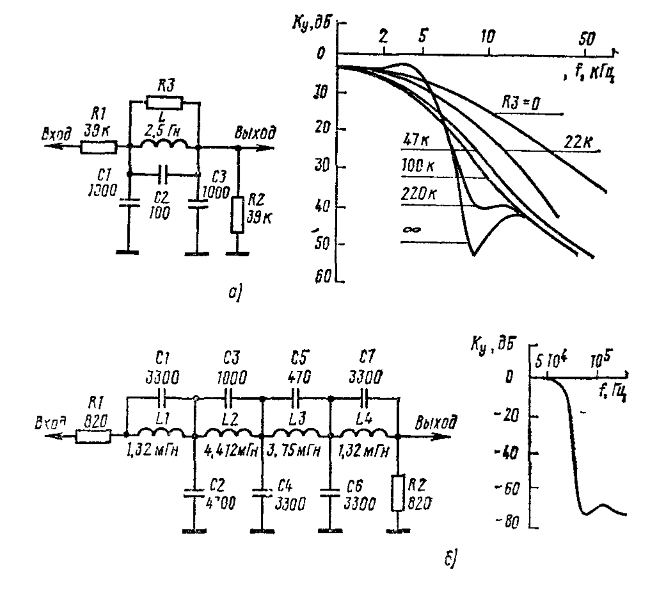



Рис 5 6

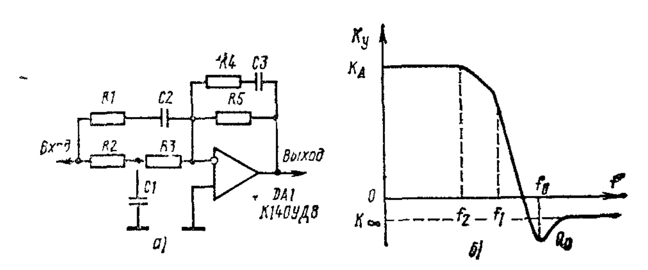



Рис 5 7

при этом

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{Q}\sqrt{\frac{C_1}{C_2} - 2}, \quad Q = \frac{R_2\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}}{2(R_1 + R_2)}.$$

**Фильтр нижних частот** (рис. 5 8, *а*). Граничная частота фильтра определяется выражением $f_0 = 1/[2\pi R\sqrt{C_1C_2}]$ Если обозначить $\alpha = \frac{3}{2}\sqrt{C_2C_1}$, то в зависимости от этого параметра меняется форма АЧХ фильтра Приведенные на рис. 5 8, *б* АЧХ для различных значений $\alpha$ определены для $R = 10$ кОм, $C_1 = 1,4$ нФ, $C_2 = 6,8$ нФ и $f_0 = 5$ **кГц**. Переходная характеристика фильтра показана на рис. 5.8, *в*.

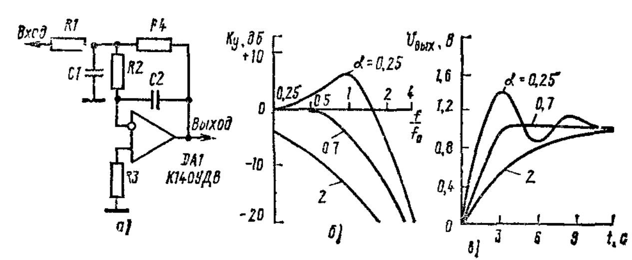



Рис. 5.8

**Двойной Т-фильтр** (рис. 5.9, *а*). Центральная частота настройки этого фильтра определяет максимальное затухание на частоте 3,3 кГц. Характеристика фильтра в частотной полосе от 0 до 1 кГц имеет неравномерность 0,3 дБ (рис 5 9, *б*).

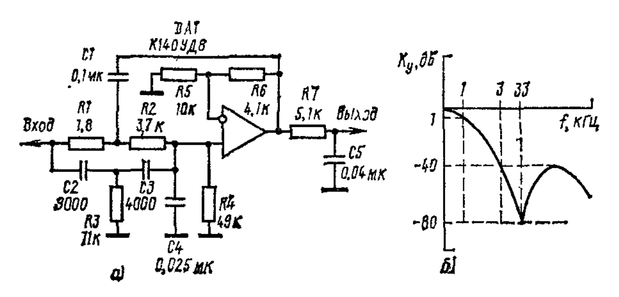
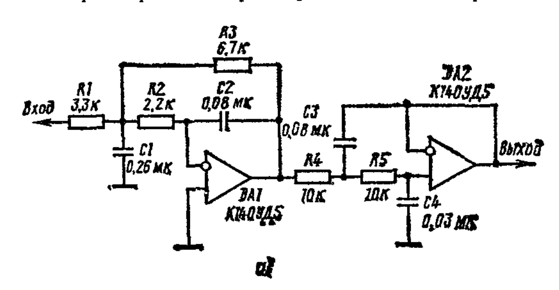



Рис. 5.9

**Составной фильтр** (рис. 5.10). Он состоит из двух звеньев: первое построено по схеме частотозависимой ОС, а во второе — на RC элементах.

Коэффициент передачи ОУ DA2 равен единице. Частотная характеристика фильтра показана на рис. 5.10, *б*.



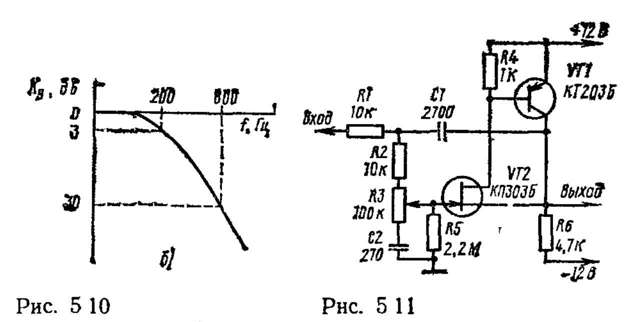




Рис. 5 10 Рис. 5 11

**Фильтр с регулируемой крутизной спада** (рис. 5.11). Резистором R3 можно регулировать крутизну спада АЧХ от 6 до 16 дБ на октаву. У двух таких фильтров, включенных последовательно, можно получить крутизну спада АЧХ в области верхних частот от 24 дБ на октаву Для указанных на схеме типов и номиналов элементов частота среза фильтра равна приблизительно 6 кГц. Затухание в полосе пропускания не превышает 2 дБ.

## Комбинированные фильтры

**Фильтр верхних частот** (рис. 5 12, *а*) Граничную частоту фильтра определяют из выражения $f_0 = 1/(2\pi C\sqrt{R_1R_3})$. При различных значениях $\alpha = \frac{3}{2}\sqrt{R_1/R_3}$ формируются различные виды АЧХ

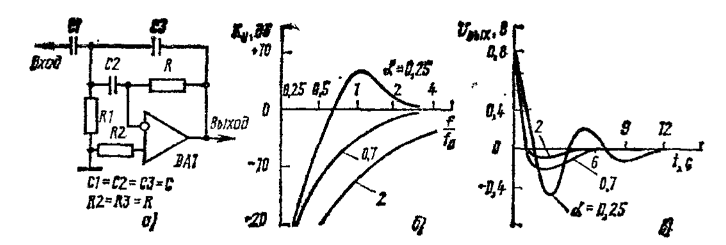



Рис. 5.12

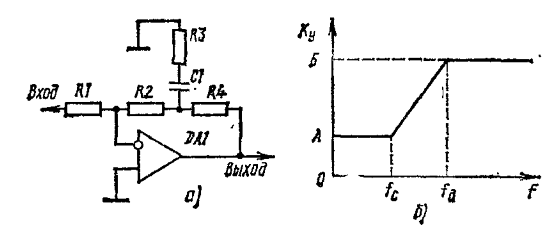



Рис. 5.13

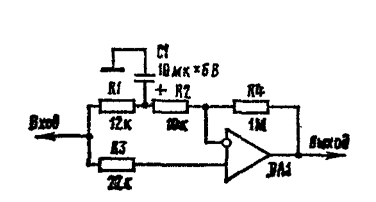
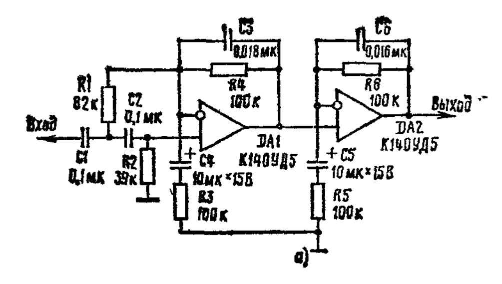



Рис. 5.14



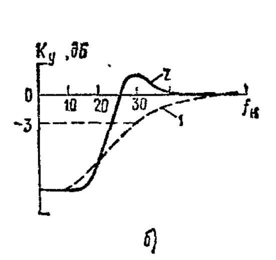




Рис. 5.15

фильтра. Они показаны на рис. 5.12, *б*. Переходная характеристика выходного сигнала дана на рис. 5.12, *в*.

**Усилитель с частотозависимой ОС** (рис. 5.13, *а*). Его АЧХ показана на рис. 5.13, *б*. Усиление в точке А соответствует $U_{вых}/U_{вх}=(R_2+R_4)/R_1$, а в точке Б

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{R_3}{R_1}\left(\frac{R_4+R_p}{R_1}\right).$$

Значения $f_c$ и $f_д$ определяют из выражений

$$f_c=1/[(R_3+R_s)C], \quad f_д=1/(R_3C),$$

где

$$R_p=R_2R_3/(R_2+R_3) \quad и \quad R_s=R_2R_4/(R_2+R_4).$$

**Фильтр для выделения переменной составляющей** (рис. 5.14). Для выделения переменной составляющей НЧ входной сигнал поступает на два входа ОУ. При изменении входного напряжения конденсатор C1 не успевает заряжаться. В результате на входе ОУ возникает разбаланс. Разность напряжений по двум входам ОУ увеличивается в коэффициент усиления $K=1+R_4/R_2$ и появляется на выходе.

Фильтр может работать в широком диапазоне частот. Для инфранизких частот необходимо увеличить емкость конденсатора.

**Активный фильтр НЧ** (рис. 5.15, *а*). Он предназначен для относительного усиления спектральных составляющих с частотами выше 100 Гц и подавления составляющих с частотами ниже 20 Гц. Для подавления предназначена цепь C1, C2, R1, R2. Крутизну подъема АЧХ выбирают близкой к крутизне спада АЧХ динамической головки с малым звуковым давлением. Если головка имеет АЧХ, соответствующую показанной на рис. 5.15, *б* (кривая 1), то частоту максимального подъема входного сигнала выбирают равной $f_н$. Суммарная АЧХ представлена кривой 2. Для разных значений $f_н$ необходимо брать соответствующие номиналы элементов C3 и C6:

| | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $f_н$, Гц . . . . . . | 100 | 90 | 80 | 70 | 60 | 50 |
| C3=C6, мкФ . . . | 0,018 | 0,022 | 0,027 | 0,033 | 0,039 | 0,047 |

**Фильтр нижних частот** (рис. 5.16, *а*). На рис. 5.16, *а* показана схема RC фильтра с использованием ОУ, служащего для выделения НЧ составляющих входного сигнала.

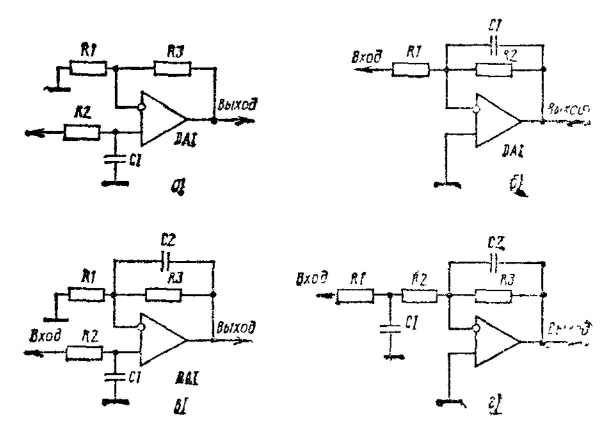



Рис. 5.16

нала. Передаточную функцию этого фильтра описывает выражение

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{1+R_3/R_1}{\sqrt{1+(f/f_0)}},$$

где $f_0=1/(2\pi RC)$ — частота среза.

Схема фильтра интегрального вида представлена на рис. 5.16, *б*. Передаточная функция этого фильтра определяется выражением

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{1}{\sqrt{1+(f/f_0)^2}},$$

где $f_0=1/(2\pi R_2C)$.

Для увеличения затухания вне полосы пропускания применяют фильтр по схеме на рис. 5.16, *в*. Передаточную функцию фильтра описывает выражение

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{R_3/R_1+\sqrt{1+(f/f_0)^2}}{1+(f/f_0)^2},$$

где $R_1=R_3=R$.

Более сложная передаточная функция присуща фильтру, показанному на рис. 5.16, *г*:

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{R_3/(R_1+R_2)}{\sqrt{1+(f/f_{01})^2}\,\sqrt{1+(f/f_{02})^2}},$$

где $f_{01}=\dfrac{(1/R_1+1/R_2)}{2\pi C_1}$

При равенстве $f_{01}=f_{02}=f_0$ получим

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{R_3/(R_1+R_2)}{1+(f/f_0)^2}.$$

**Фильтр нижних частот второго порядка** (рис. 5.17, *а*). Он построен на двух RC цепях, одна из которых включена в цепь ОС. Передаточная функция этого фильтра соответствует выражению

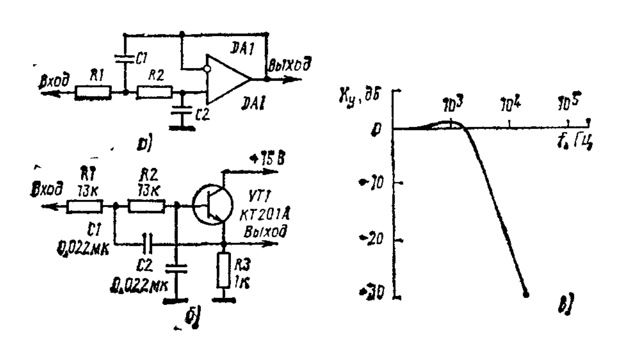



Рис. 5.17

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{1}{\sqrt{(1-4\pi^2f^2R_1R_2C_1C_2)^2+[2\pi fC_2(R_1+R_2)]^2}}.$$

Если положить $R_1=R_2=R$ и $C_2=2C_1$, то частота среза фильтра будет равна $f_c=1/\sqrt{2}\pi RC$, коэффициент передачи в полосе пропускания $K=2$. Для значений $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$ $f_c=0{,}66/(2\pi RC)$ и $K=4$. Учитывая эти ограничения, получим

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{1}{\sqrt{\left[1-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2+K\left(\frac{f}{f_c}\right)^2\right]}}.$$

В табл. 5.1 показано изменение коэффициента передачи фильтра при различных значениях K.

Если вместо ОУ использовать транзистор, то получим фильтр, схема которого изображена на рис. 5.17, *б*, а его передаточная характеристика на рис. 5.17, *в*.

Таблица 5.1

| Параметр | Значение | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $f/f_c$ | 0,1 | 0,02 | 0,5 | 1 | 2 | 5 | 10 | 10 |
| $U_{вых}/U_{вх}$ при K=2 | 1 | 1 | 0,97 | 0,71 | 0,24 | 0,04 | 0,01 | 0,0001 |
| $U_{вых}/U_{вх}$ при K=4 | 1 | 0,98 | 0,9 | 0,7 | 0,33 | 0,08 | 0,02 | 0,0002 |

Подъем характеристики на частоте 1,1 кГц — около 0,4 дБ. При частоте входного сигнала 2,5 кГц затухание равно 12 дБ.

## Селективные фильтры

**Узкополосный фильтр** (рис. 5.18). Он состоит из трех звеньев, построенных на ОУ. В цепь отрицательной ОС ОУ включен двойной Т-мост, у которого с изменением сопротивления резистора R7 (R13, R18) меняются границы полосы пропускания, а с изменением сопротивления резистора R5 (R9, R14) — добротность.

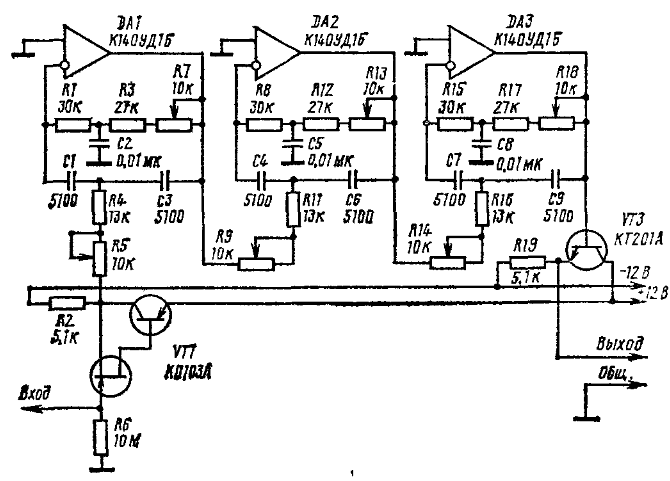



Рис. 5.18

Фильтр обладает коэффициентом усиления 60 дБ. Центральная частота его равна 1 кГц, а полоса пропускания лежит в пределах от 890 до 1112,5 Гц. Затухание при расстройке на половину октавы от центральной частоты составляет 30 дБ, а на октаву — 50 дБ, нестабильность частоты среза менее $1{,}5\cdot10^{-4}$; напряжение шума 2 мкВ, напряжение выходного сигнала 4 В.

**Полосовой фильтр** (рис. 5.19). Основой посовых фильтров часто является схема узкополосного фильтра, представленного на рис. 5.19, *а*. Характеристика фильт-

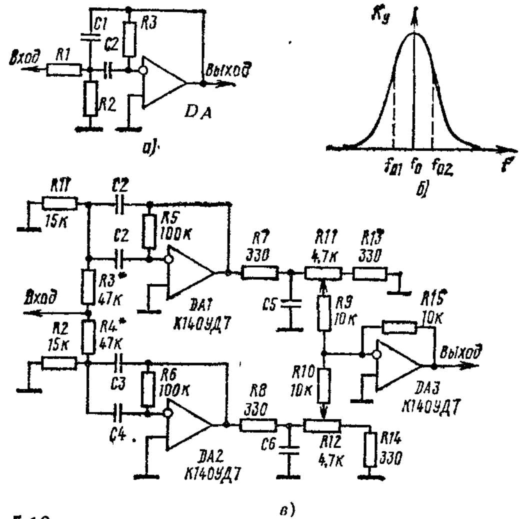



Рис. 5.19

ра показана на рис. 5.19, *б*. Центральная частота фильтра определяется выражением

$$f_0 = \frac{\sqrt{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}}{2\pi \sqrt{R_3 C_1 C_2}}.$$

Коэффициент передачи равен $K_y = R_3/2R_1$. Добротность можно описать выражением

$$Q = \frac{1}{C_1 + C_2} \sqrt{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) R_3 C_1 C_2}.$$

Частотная характеристика определяется выражением

$$K_{y,f} = \frac{\frac{fR_3}{(2Qf_0 R_1)}}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]^2 + \frac{1}{Q^2}\left(\frac{f}{f_0}\right)^2}}.$$

На рис. 5.19, *в* представлена схема полосового фильтра, состоящего из двух узкополосных. В зависимости от номиналов конденсаторов полосовой фильтр может работать в широкой полосе частот. В табл. 5.2 указаны емкости конденсаторов для двух резонансных частот. Фильтр на ОУ DA1 устанавливают на первую частоту, а фильтр на ОУ DA2 — на вторую. В табл. 5.3 показаны значения частоты, соответствующие ослаблению на 3 дБ.

Таблица 5.2

| $f_1$, Гц | $f_2$, Гц | C1, нФ | C2, нФ | C3, нФ | C4, нФ | C5, нФ | C6, нФ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 32 | 64 | 150 | 150 | 74 | 74 | 4700 | 1000 |
| 128 | 256 | 37 | 37 | 18 | 18 | 1000 | 470 |
| 512 | 1024 | 9 | 9 | 4,7 | 4,7 | 270 | 120 |
| 2048 | 4096 | 2,2 | 2,2 | 1 | 1 | 68 | 33 |

Таблица 5.3

| Параметр | Значение, Гц | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $f_0$ | 32 | 64 | 128 | 256 | 512 | 1024 | 2048 | 4096 |
| $f_{01}$ | 21 | 43 | 85 | 170 | 340 | 682 | 1365 | 2730 |
| $f_{02}$ | 43 | 85 | 170 | 340 | 682 | 1365 | 2730 | 5460 |

**Селективный фильтр** (рис. 5.20, *а*). Он имеет частотную характеристику, показанную на рис. 5.20, *б*. Основные параметры фильтра можно рассчитать по формулам: $R_2 = Q/(\pi f_0 C)$;

$$R_1 = R_2/2K; \quad R_3 = KR_1/(2Q^2 - K);$$

$$C = Q/(\pi f_0 R_2); \quad f_0 = \frac{1}{2\pi C}\sqrt{\frac{(R_1 + R_2)}{(R_1 R_2 R_3)}};$$

$$Q = \frac{R_2}{2}\sqrt{\frac{(R_1 + R_3)}{(R_1 R_2 R_3)}}, \quad K = \frac{R_2}{2R_1}, \quad \Delta f = \frac{1}{(\pi R2C)}.$$

Если положить R1 = 10 кОм, R2 = 300 кОм, C1 = C2 = 10 нФ, то резонансная частота будет меняться в зависимости от сопротивления резистора R3, как показано на рис. 5.20, *в*.

Применение дополнительного ОУ (показано на рис. 5.20, *г*) позволяет регулировать добротность фильтра резистором R2 и изменять коэффициент передачи устройства согласно выражению

$$U_{вых}/U_{вх} = 10\sqrt{Q}.$$

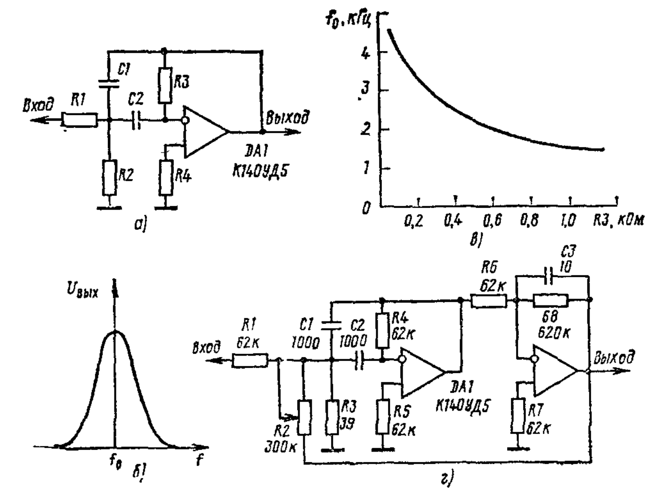



Рис. 5.20

**Фильтр с частотой среза 2 Гц** (рис. 5.21, *а*). Если сопротивление резисторов R1, R3, R4 равно бесконечности, то передаточная характеристика будет иметь вид, показанный на рис. 5.21, *б*. Для других сопротивлений

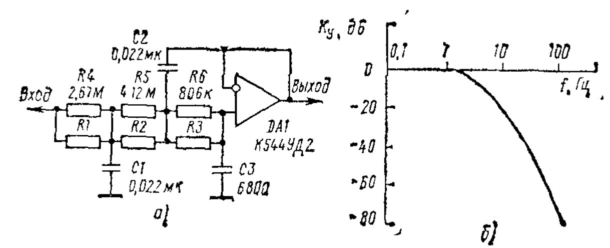



Рис. 5.21

этих резисторов можно получить фильтры с различными частотами среза. В табл. 5.4 указаны номиналы этих резисторов для различных значений частоты среза.

Таблица 5.4

| Параметр | Значение | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $f_c$, Гц | 2 | 5 | 10 | 50 | 100 | 500 | 1000 | 5000 |
| R1, кОм | ∞ | 1270 | 523 | 90 | 44,2 | 8,66 | 4,32 | 0,866 |
| R3, кОм | ∞ | 2050 | 806 | 137 | 68,1 | 13,3 | 6,65 | 1,33 |
| R4, кОм | ∞ | 383 | 154 | 26,7 | 13,3 | 2,61 | 1,3 | 0,261 |

**Фильтр с регулируемой полосой подавления** (рис. 5.22). В основу этого заграждающего фильтра положен мост Вина и ОУ с фиксированным коэффициентом усиления. Фильтр обеспечивает глубину подавления 60 дБ в выбранной полосе частот. Передаточная функция фильтра описывается выражением

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{(1 - x^2)}{[1 - x^2 + 3j(1 - K)x]},$$

где $x = \frac{\omega}{\omega_c} = \omega RC$; $\omega_c$ — средняя частота фильтра; K — часть выходного сигнала. Эта передаточная функция

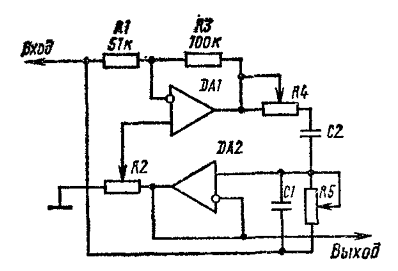



Рис. 5.22

имеет нулевой коэффициент передачи на частоте $f_c = 1/(2\pi RC)$. Значение фазового сдвига $\varphi$ моста Вина (ОУ DA и остальных элементов можно вычислить по формуле $\operatorname{tg}\varphi = [-3(1-K)x]/(1-x^2)$. Ширина полосы подавления на уровне —3 дБ определяется через K, если принять $\varphi = 45°$; или через $K = (x^2+3x+1)3x$ для $x<1$ (при $x = f_r/f_c$, где $f_r$ определяется как разность частот, измеренных в точках, соответствующих подавлению —3 дБ).

**Регулируемые Т-фильтры** (рис. 5.23). Здесь представлены схемы двух вариантов заграждающего фильтра, обеспечивающих независимую регулировку полосы пропускания и частоты режекции. Передаточная функция фильтра по схеме на рис. 5.23, *а* имеет вид:

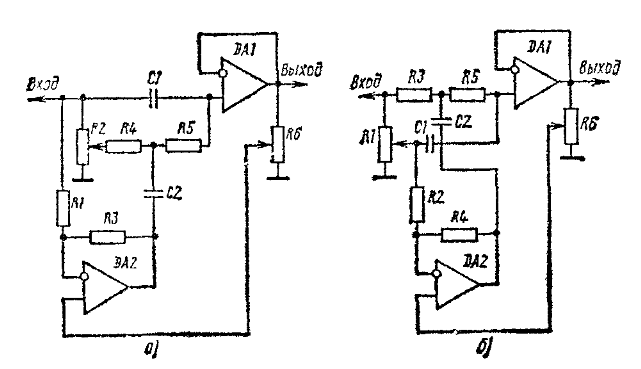



Рис. 5.23

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = (ns^2 + \omega_0^2)/[s^2 + 3(1-q)s\omega_0 + \omega_0^2],$$

$n \geqslant 0$ и $q \leqslant 1$,

где n и q — коэффициенты включения резисторов $R_2$ и $R_6$ (нижняя часть). При $R4=R5=R$ и $C1=C2=C$ частота $\omega_0 = 1/(RC)$. Частота подавления равна $\omega_n = \omega_0/\sqrt{n}$.

Полосу пропускания регулируют резистором R6. Добротность фильтра может быть более 1000, глубина подавления составляющей свыше 50 дБ. Сопротивление резисторов R1 и R6 должно быть в 10 раз меньше R и $R_4/R_2=2$.

Передаточная функция фильтра по схеме на рис. 5.23, *б* может быть описана выражением

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = (s^2 + n\omega_0^2)/[s^2 + 3(1-q)s\omega_0 + \omega_0^2],$$

что позволяет регулировать частоту подавления на частотах, меньших $\omega_0$.

**Фильтр для измерителя гармоник** (рис. 5.24). Его добротность на основной гармонике равна 10. Сигналы вспомогательных гармоник проходят через ОУ DA2 на

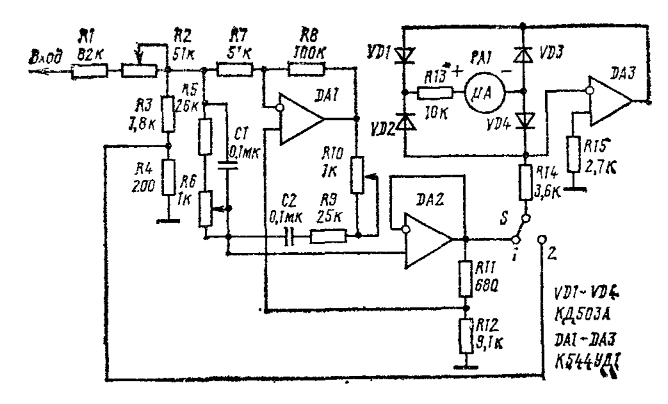



Рис. 5.24

измеритель, собранный на ОУ DA3. Указанные на схеме номиналы элементов рассчитаны на выделения гармоник переменного сетевого напряжения частотой 50 Гц. На вход ОУ DA1 подав сигнал амплитудой 2 В. Для калибровки измерителя переключатель SA1 устанавливают в положение 2 и переменным резистором R2 добиваются отклонения стрелки микроамперметра PA1 на всю шкалу. Если шкала имеет 100 делений, то при измерении стрелка укажет коэффициент гармоник, выраженный в процентах. Ток полного отклонения стрелки микроамперметра PA1 не должен быть более 100 мкА.

**Комбинированный фильтр** (рис. 5.25). Он состоит из четырех звеньев, каждое из которых представляет собой фильтр НЧ, и вычитающей ступени. Вычитающая ступень нейтрализует низкочастотные составляющие входного сигнала.

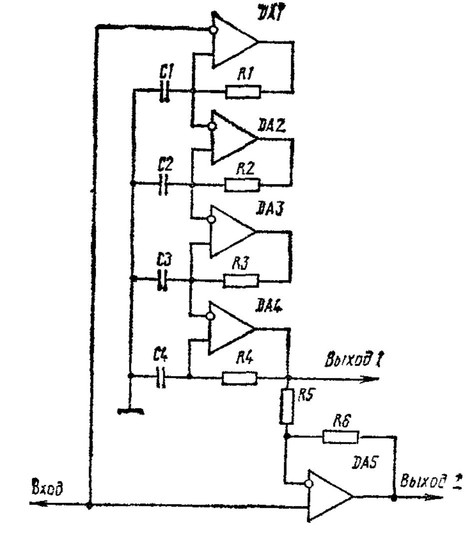



Рис. 5.25

На выходе ОУ DA5 выделяется высокочастотная составляющая. Граница разделения сигнала определяется выражением $\omega_0 = 1/(RC)$, где $R=R1=R2=R3$ и $C=C1=C2=C3$. Передаточная функция фильтра с выхода 1 определяется как $U_{вых1} = (\omega RC)^4 U_{вх}$, а с выхода 2 — $U_{вых2} = \frac{R_6}{R_5}[(\omega RC)^4 - 1]U_{вх}$.

# ДЕТЕКТОРЫ

Одним из перспективных направлений в современной технике радиоприема является синхронное детектирование гармонических колебаний. Оно позволяет значительно повысить помехоустойчивость и линейность детектирования.

Сущность синхронного детектирования заключается в том, что на вход детектора вместе с напряжением сигнала подают напряжение гетеродина, совпадающее по частоте и фазе с несущей частотой сигнала. Для получения синхронного напряжения гетеродина можно использовать обратную связь по частоте, т. е. следящий фильтр. В последнее время наибольшее распространение получила система фазовой автоподстройки частоты, более надежная и легко реализуемая на универсальных микросхемах. Кроме того, промышленность выпускает специализированные микросхемы, такие как К564ГГ7 и другие.

## Перемножающие детекторы

**Фазовый детектор на микросхеме** (рис. 6.1). На вход 1 микросхемы подают сигнал образовой частоты, а на вход 2 — исследуемый сигнал. Образцовый

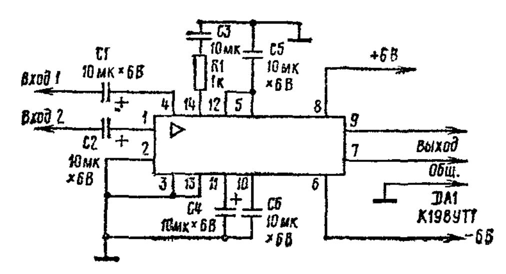



Рис. 6.1

сигнал управляет транзисторами дифференциального усилителя микросхемы. Исследуемый сигнал модулирует ток генератора тока. На выходе формируется напряжение, пропорциональное разности фаз этих сигналов. Постоянную времени фильтров, которые образованы конденсаторами C4 и C5 и резисторами микросхемы, выбирают такой, чтобы выделить постоянную составляющую.

Входное сопротивление детектора для образцового сигнала ⩾10 кОм, а для исследуемого ⩾1,3 кОм; коэффициент усиления при симметричном выходе и R1 = ∞ равен 2.

**Частотный детектор** (рис. 6.2). В исходном состоянии все транзисторы закрыты. На базу транзистора VT1 подано напряжение с делителя R1 и R3, поэтому транзистор открыт. Контур L1, C2 настроен на частоту входного сигнала. Эти колебания после усиления транзисторами VT1 и VT2 подаются на детектор, собранный на элементах VD7, C2. Положительное напряжение на диоде VD1 открывает транзисторы VT1 и VT2, что приводит к увеличению амплитуды переменного сигнала. Транзистор VT3 эту переменную составляющую детектирует и на выходе формирует постоянное выходное напряжение.

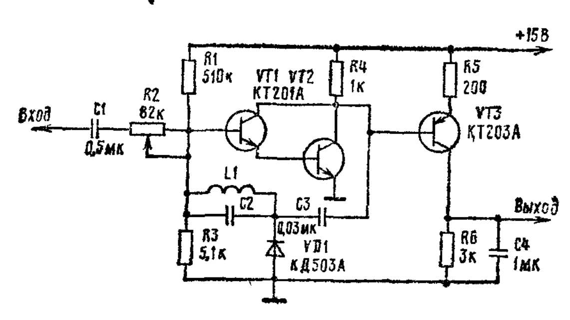



Рис. 6.2

Чувствительность детектора равна 100 мВ.

**Фазовый детектор на логических элементах** (рис. 6.3). Он построен на двух D-триггерах DD1.1 и DD1.2. На вход 1 устройства подают импульсный сигнал об-

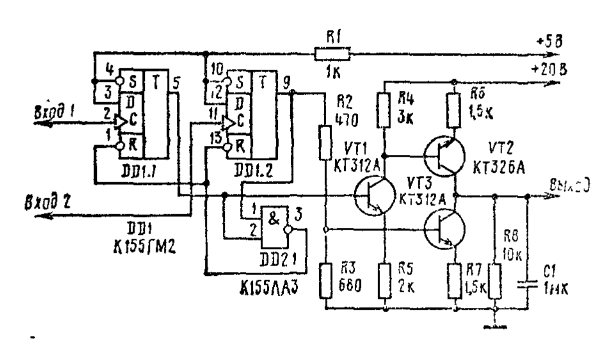



Рис 6 3

разовой частоты 1 кГц, а на вход 2 — исследуемый сигнал. Если образцовый сигнал опережает по фазе исследуемый, то на выходе триггера DD1.1 появляются положительные импульсы, длительность которых прямо пропорциональна разности фаз входных сигналов, а если отстает — отрицательные. Их длительность также прямо пропорциональна разности фаз, но появляются они на выходе триггера DD1 2. Если фазовое рассогласование входных сигналов равно нулю, то на выходах триггеров DD1.1 и DD1 2 появляются узкие импульсы Сигналы с выхода триггеров DD1 1 и DD1 2 поступают на транзистор VT1 и VT3 соответственно Фильтр R8. C1 выделяет постоянную составляющую сигнала рассогласования по фазе. Эта составляющая может изменяться в пределах от 4 до 20 В.

**Фазовые измерители** (рис 6 4). Фазовый сдвиг между двумя импульсными последовательностями одной частоты можно определить с помощью схемы измерителя, приведенной на рис. 6.4, *а*. В зависимости от взаимного соотношения входных сигналов на выходе D-триггеров формируются различные сигналы, постоянная составляющая которых определяет фазовый сдвиг. Эта составляющая выделяется на RC фильтре

Принцип работы и основные характеристики измерителя можно определить из эпюр сигналов, приведенных на рис. 6.4, *б*—*г*. В зависимости от взаимного положения входных сигналов меняется форма сигналов на выводах 5 и 9 микросхемы DD1. На рис. 6 4, *б* сигнал $U_{вх1}$ опережает сигнал $U_{вх2}$, на рис 6 4, *в* сигнал $U_{вх1}$ отстает от сигнала $U_{вх2}$, а на рис. 6 4, *г* эти сигналы совпадают.

Если принять, что напряжение высокого уровня равно 4 В, а напряжение низкого уровня 0 0,1 В, то фазовый коэффициент

$$K = \frac{(U_1 - U_0)}{4\pi} = 0,11 \text{ В/град.}$$

На рис. 6.4, *д* приведена схема фазового измерителя на логических элементах.

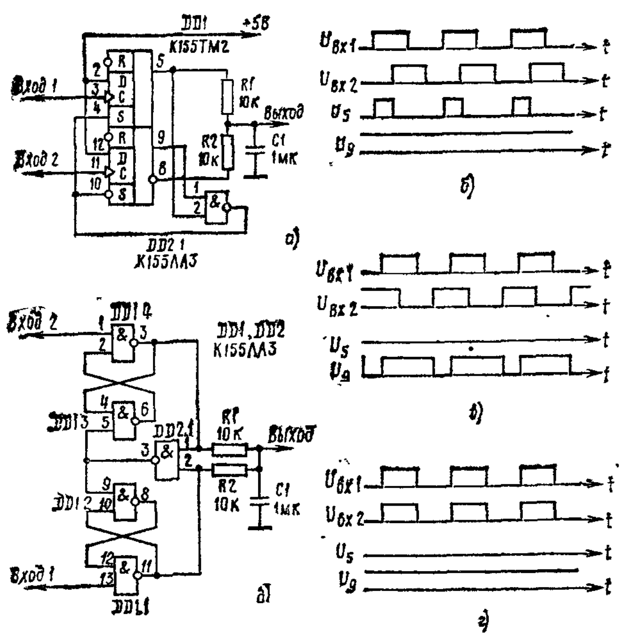



Рис. 6.4

**Фазовый детектор на дифференциальном усилителе** (рис. 6.5). Он состоит из балансного смесителя DA1, дифференциального усилителя сигнала на ОУ DA2 и

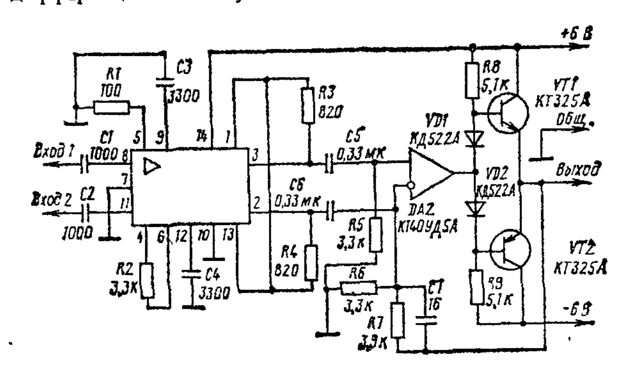



Рис. 6.5

эмиттерного повторителя на транзисторах VT1 и VT2. На вход 1 подают исследуемый сигнал, а на вход 2 — образцовый. Выходной сигнал балансного смесителя, снимаемый с выводов 2 и 3 микросхемы DA1, поступает на вход ОУ. В балансном смесителе в зависимости от соотношения фаз исследуемого и образцового сигналов будет разбаланс по амплитуде выходных сигналов. Этот разбаланс выделяет DA2. При совпадении фаз на выходе ОУ DA2 напряжение отсутствует. Лишь отдельные импульсы проходят на выход 1. Сигнал ОС интегрируется цепью R7, C7.

Частота входных сигналов детектора составляет 1...90 МГц; максимальная амплитуда 150...250 мВ; полоса пропускания более 4 МГц; максимальная амплитуда выходного сигнала 1,2 В.

**Детекторы ЧМ напряжения на полевых транзисторах** (рис. 6.6). Полевые транзисторы целесообразно использовать в ЧМ детекторе, если напряжение входного сигнала не превышает 0,5 В.

На рис. 6.6, *а* показана схема детектора сигнала с центральной частотой 6,8 МГц, выделяемого контуром

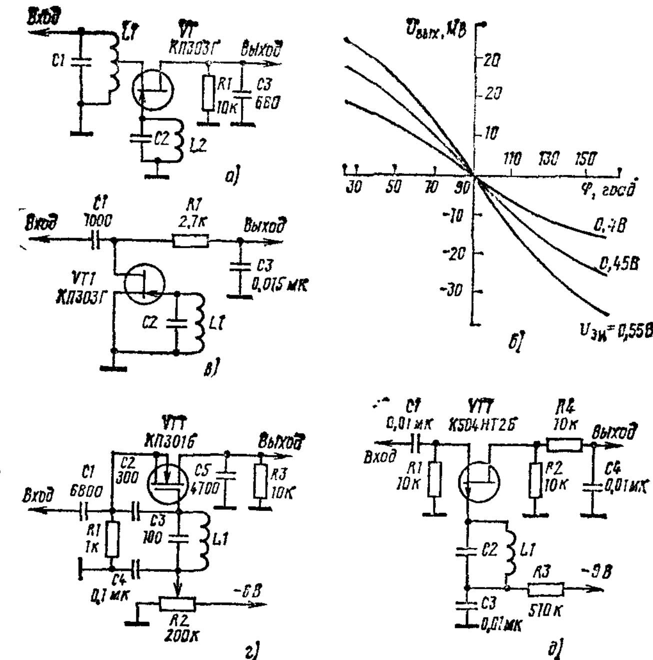



Рис. 6.6

C1L1. Коэффициент включения контура 0,2...0,3. В цепи затвора транзистора включен контур C2L2, настроенный на ту же частоту; поскольку контур не нагружен, его добротность весьма высока. Через паразитную емкость сток-затвор полевого транзистора в этом контуре возникают колебания, которые будут сдвинуты по фазе на 90° по отношению к входному сигналу. Напряжение на контуре C2L2 будет управлять проводимостью транзистора. Когда входной сигнал не модулирован, транзистор закрыт и напряжение на выходе отсутствует. С изменением частоты входного сигнала в ту или другую сторону фазовый сдвиг между сигналами не будет равен 90° и на выходе возникнет напряжение — будет выделяться модулирующий сигнал.

Амплитудно-частотная характеристика контура C2L2 при изменении частоты входного сигнала показана на рис. 6.6, *б*. Расстояние $2\Delta f = f_0/Q$ ($f_0$ — центральная частота; Q — добротность контура). От добротности контура зависит крутизна АЧХ. Крутизна уменьшится, если параллельно контуру включить резистор.

На рис. 6.6, *в* показана схема детектора, принципиально ничем не отличающаяся от предыдущей, за исключением того, что коэффициент передачи этого детектора несколько меньше из-за последовательного включения нагрузочного резистора R1. Если детектор работает на низкой центральной частоте и емкости сток-затвор не хватает для возникновения стабильных колебаний в контуре, то можно включить дополнительный конденсатор, как показано на рис. 6.6, *г*. Переменным резистором R2 можно уменьшить порог открывания полевого транзистора.

Другая схема детектора, работающего на центральной частоте 465 кГц, показана на рис. 6.6, *д*.

**Детектор ЧМ сигналов** (рис. 6.7, *а*). Он предназначен для работы на частоте 10,7 МГц. Управляющим элементом в детекторе служит полевой транзистор VT1. Через конденсатор C1 входное напряжение поступает к стоку транзистора VT1, а через конденсатор C2 — на фазосдвигающий контур L1VD2VD3. Сдвинутое по фазе напряжение с контура поступает на затвор транзистора VT1 и изменяет его проводимость. Продетектированный сигнал после фильтрации элементами R1, C3

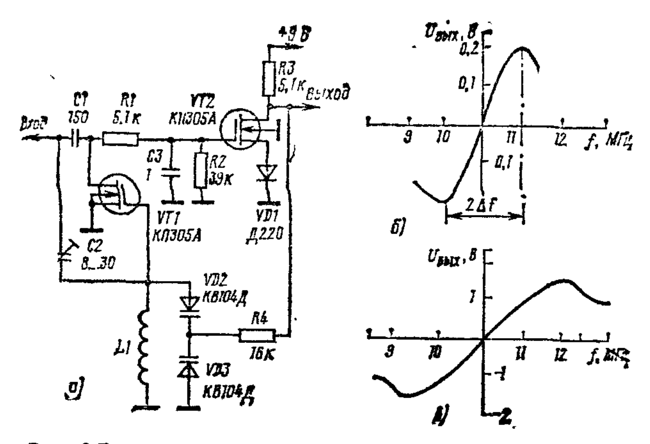


Рис. 6.7

подается на вход выходного усилителя на транзисторе VT2. Этот транзистор усиливает низкочастотный сигнал, часть которого поступает на варикапы VD2, VD3. Когда частота настройки контура равна частоте входного сигнала, напряжения на стоке и затворе транзистора VT1 сдвинуты по фазе точно на 90°, и напряжение на выходе равно нулю. При отклонении частоты входного сигнала от частоты настройки контура сдвиг фазы меняется и на выходе детектора появляется модулирующее напряжение.

При отсутствии ОС детектор имеет частотную характеристику, показанную на рис. 6.7, *б*, а с ОС — на рис. 6.7, *в*. В первом случае линейный участок АЧХ имеет протяженность 500 кГц, а во втором — 1,5 МГц.

**Фазовый детектор на микросхеме** (рис. 6.8). Он построен на дифференциальном апериодическом усилителе, собранном на микросборке К217НТ3. В усилителе происходит перемножение входных сигналов. Парафазный выходной сигнал подают на диодный детектор с удвоением (диоды VD1—VD4). Чтобы на фазовую характеристику детектора не влияла амплитуда входного сигнала, его предварительно подают на вход усилителя на транзисторе VT1.

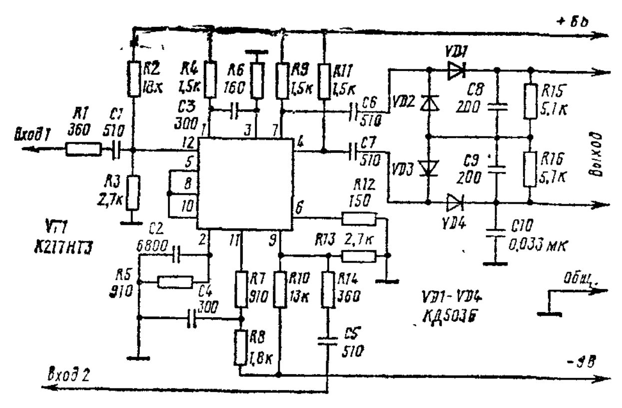


Рис. 6.8

Фазовый детектор работает при входном сигнале амплитудой более 250 мВ. Частота входного сигнала равна 12 МГц. При соответствующем изменении разделяющих конденсаторов устройство можно использовать в диапазоне частот от 50 кГц до 50 МГц. Выходное напряжение фазового детектора составляет 3 В.

**Фазовый детектор с ограничением сигналов** (рис. 6.9, *а*). Устройство рассчитано на входные сигналы амплитудой более 100 мВ. Первые ступени микросхемы DA1 полностью ограничивают входной и образцовый сигналы.

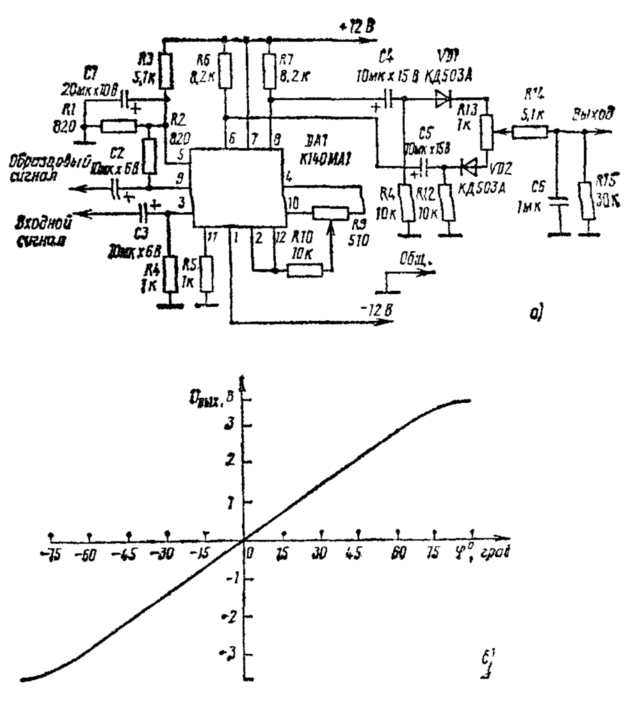


Рис. 6.9

Сравнение двух прямоугольных сигналов дает разные по длительности положительные и отрицательные выходные сигналы. Длительность выходного сигнала прямо пропорциональна разности фаз входных сигналов. Нелинейность проявляется при сдвиге фазы более 60° (рис 6.9, *б*).

**Импульсный фазовый детектор** (рис. 6.10, *а*). Эпюры сигналов, поясняющие его работу, показаны на рис. 6.10, *б*. С приходом импульса на вход 1 триггер DD1 переключается и на его выходе устанавливается уровень 1, когда импульсный сигнал приходит на вход 2, он переключает триггер DD2. В результате на обоих входах элемента DD3.1 будет присутствовать уровень 1. Напряжение низкого уровня с выхода этого элемента установит триггеры в исходное состояние, поэтому на выходе 1 будет сигнал, длительность которого прямо пропорциональна сдвигу фаз входных сигналов. Если же сигнал на входе 2 будет опережать по фазе сигнал на входе 1, то длительность импульса на выходе 2 бу-

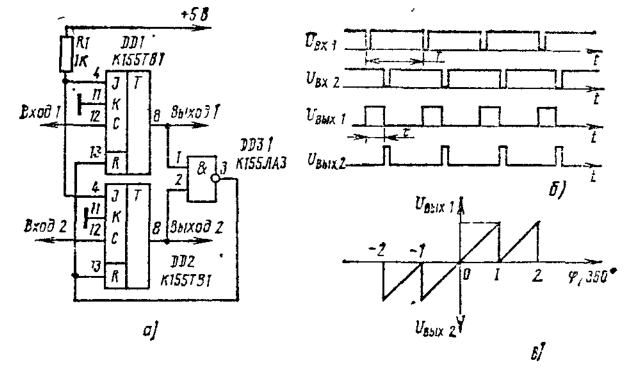


Рис. 6.10

дет больше, чем на выходе 1. Таким образом можно получить фазовую характеристику, которая показана на рис. 6.10, *в*.

**Детектор ЧМ сигналов на цифровых микросхемах** (рис. 6.11). Входной ЧМ сигнал подают на формирователь импульсов. Цепь VD2, C2 задерживает сигнал

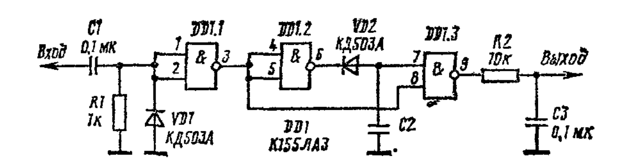


Рис. 6.11

с выхода элемента DD1.2. На нижний по схеме вход элемента DD1.3 приходит незадержанный сигнал. Когда на выходе элемента DD1.1 присутствует напряжение низкого уровня, конденсатор C2 медленно заряжается входным током элемента DD1.3, а когда высокого — быстро разряжается. Таким образом, длительность импульсов на выходе пропорциональна задержке, а постоянная составляющая импульсной последовательности — модулирующему сигналу.

Для средней частоты входного сигнала 500 кГц конденсатор C2 должен иметь емкость 50...150 пФ. Для меньшей частоты емкость конденсатора увеличивают. В любом случае его необходимо подбирать, чтобы напряжение НЧ сигнала было максимальным.

**Детектор ЧМ сигнала** (рис. 6.12). Предварительный двухступенный усилитель (VT1, VT2) работает на частоте 10,7 МГц. Выходной сигнал АРУ подается на вывод

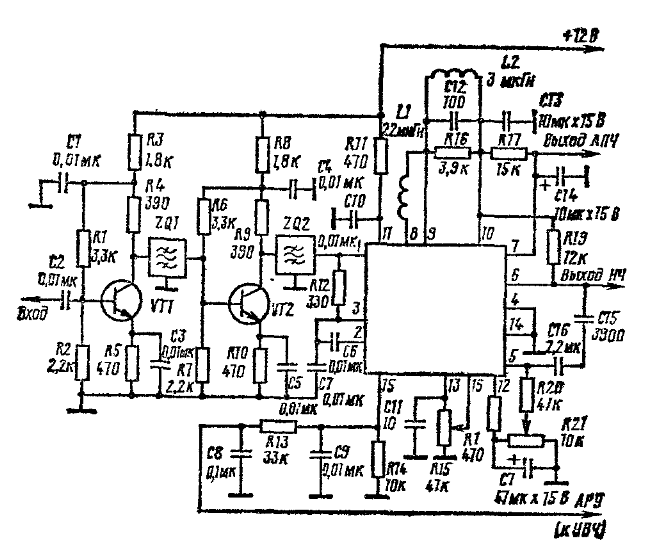


Рис. 6.12

15 микросхемы. Индикатор для настройки подключают к выводу 13. Порог АРУ микросхемы устанавливают переменным резистором R15. Его можно регулировать в пределах от 0,2 до 200 мВ. Диапазон АРУ может достигать 40 дБ.

Шумоподавляющий сигнал снимают с вывода 12 и подают на вывод 5. Вывод 8 — выход квадратичного сигнала, а вывод 9 — его вход. Контур, включенный между выводами 9 и 10, обеспечивает коэффициент малых (около 3 %) нелинейных искажений звукового сигнала. При использовании связанных резонансных контуров это значение можно снизить до 0,1 %. Уровень выходного сигнала НЧ устанавливают резистором R19.

Отношение сигнал-шум на выходе детектора равно 50 дБ при входном сигнале 3 мкВ. При исключении первой ступени предварительного усиления и использовании только двух пьезофильтров отношение сигнал-шум уменьшается до 20 дБ при том же уровне входного сигнала. Для девиации ±75 кГц коэффициент подавления АМ сигналов равен 60 дБ при амплитуде входного сигнала более 0,5 мВ. Индикатор настройки должен иметь близкую к логарифмической характеристику при амплитуде входного сигнала от 10 мкВ до 100 мВ.

## Амплитудные детекторы

**Высокочастотный индикатор** (рис. 6.13). Выходной сигнал предварительного усилителя (VT1, VT2) подается на составной детектор на диодах VD1, VD2. Выпрямленное напряжение усиливается ОУ DA. Индикатором уровня выходного сигнала служит микроамперметр PA1 с током полного отклонения стрелки 100 мкА. С выхода ОУ часть сигнала поступает на второй затвор полевого транзистора. Эта цепь обеспечивает автоматическую регулировку усиления. Переменным резистором R13 регулируют чувствительность индикатора. Она может достигать 30 мкВ.

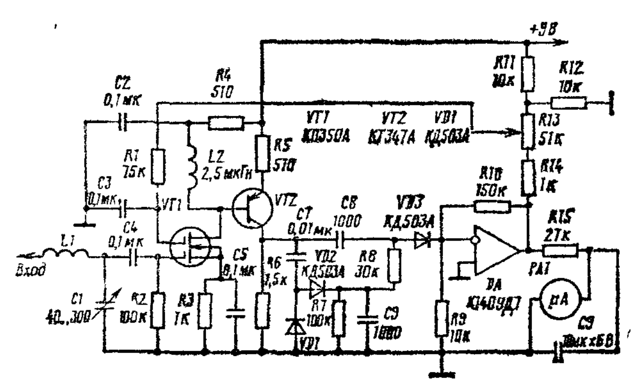


Рис. 6.13

Индикатор можно сделать многочастотным, если на входе предусмотреть переключатель с набором катушек индуктивности.

**Транзисторный детектор** (рис. 6.14). Детектор может работать на частоте свыше 200 кГц. На частоте 500 кГц погрешность передачи амплитуды входного сигнала еще не превышает 0,5 %. Граничная частота такого детектора может в 100 раз превосходить граничную частоту диодного детектора, который на частоте 1 кГц

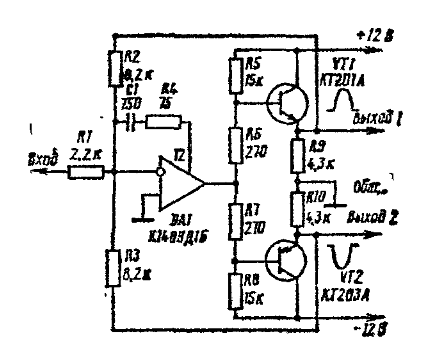


Рис. 6.14

имеет коэффициент передачи К=1, а уже на частоте 5...7 кГц К=0,95.

**Мостовой детектор напряжения ВЧ сигналов** (рис. 6.15). Для измерения малого напряжения (до 20 мВ) с частотой от 30 Гц до 200 МГц обычно используют диодно-резистивный мост. В этом устройстве через диоды протекает ток, что обеспечивает оптимальные условия детектирования. Мост балансируют переменным резистором R3. В выпрямлении входного напряжения участвуют диоды VD1 и VD2, а два других диода VD3 и VD4 образуют второе плечо моста и термостабилизируют его.

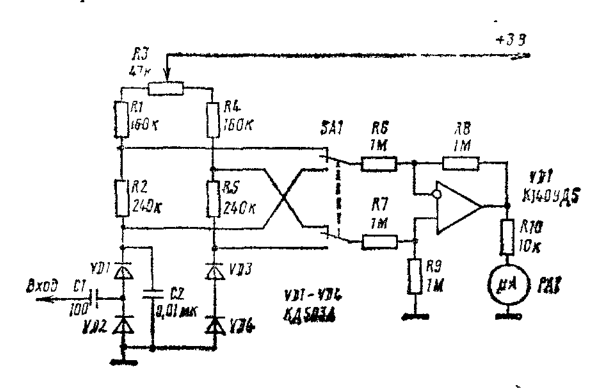


Рис. 6.15

Мостом можно измерять напряжение до 50 В. Входная емкость моста составляет 3 пФ, а входное сопротивление на частотах 0,7 и 30 МГц — 50 и 27 кОм соответственно. Входной конденсатор C1 лучше менять при изменении измеряемой частоты: на частоте выше 1 МГц можно принять $C_1=C_2$; на частоте 5...10 кГц $C_1$=0,047...0,068 мкФ, а для частоты менее 5 кГц $C_1$=2 мкФ. Входное сопротивление — более 200 кОм при входном напряжении более 1 В и более 2 МОм при напряжении, меньшем 1 В.

**Двуполупериодный преобразователь** (рис. 6.16). Он служит для определения средневыпрямленного значения переменного напряжения. Преобразователь построен на управляемых электронных ключах на полевых транзисторах. Суммирующий усилитель DA1 выполняет также функции фильтра. Ступень на ОУ DA2 выделяет сигнал пульсации; R10, R12 — цепь компенсации пульсаций. На ОУ DA3 собран оконечный усилитель с заданным коэффициентом передачи.

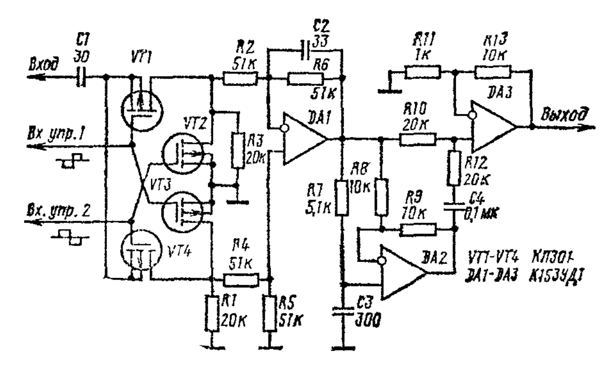


Рис. 6.16

Поскольку электронные ключи работают в импульсном режиме, то в выходном сигнале будут присутствовать импульсные помехи из-за проходной емкости транзисторов. Искажение выходного сигнала тем заметнее чем выше частота и ниже уровень входного сигнала и чем больше неидентичность включенных транзисторов. Так как точно подобрать транзисторы практически невозможно, то выходной сигнал всегда будет искажен. Для устранения пульсаций выходного сигнала устройство выделяет переменную составляющую, которую затем в противофазе складывают с сигналом. В результате удается получить пульсацию выходного сигнала 0,05 % в частотной полосе от 0,4 до 50 кГц. Время установления выходного сигнала менее 3 мс.

**Низкочастотный квадратичный детектор** (рис. 6.17). Он построен на балансном модуляторе DA1, имеющем квадратичный участок для входного напряжения от 50 до 500 мВ. Постоянная времени усреднения определяется цепью R20, C1. На выходе интегратора включен повторитель на ОУ DA2. Частотная полоса входного сигнала более 20 кГц. Переменным резистором R22 усилитель DA2 балансируют на нулевое выходное напряжение при отсутствии сигнала на входе. Для балансировки модулятора DA1 используют переменные резисторы R10 и R11. Резистором R10 устанавливают равенство напряжения на обоих выходах, а резистором R11 — его значение. Резистором R6 устанавливают напряжение, равное постоянной составляющей входного сигнала.

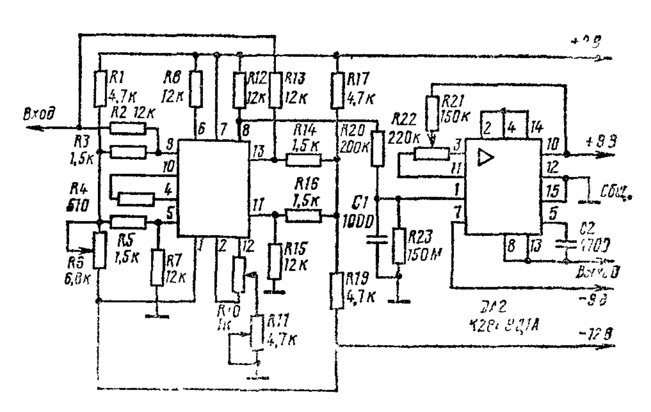


Рис. 6.17

**Пиковый детектор** (рис. 6.18). Операционный усилитель ОУ DA1 усиливает детектируемый сигнал по амплитуде в 10 раз. Выходной сигнал открывает ОУ DA2. Его отрицательный выходной сигнал проходит на затвор полевого транзистора VT1 и открывает его. В результате на конденсаторе C2 устанавливается амплитуда входного сигнала. После прекращения действия входного сигнала напряжение с конденсатора через полевой транзистор VT2 передается на вход ОУ DA3, который выходным сигналом через транзистор VT3 балансирует резисторно-транзисторный мост. На выходе устройства устанавливается постоянный сигнал, равный амплитуде

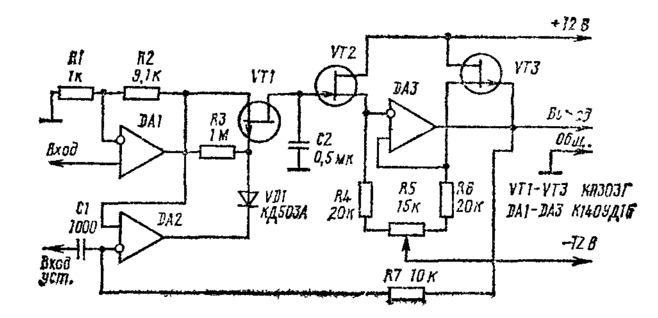


Рис. 6.18

входвого сигнала. Этот сигнал может существовать продолжительное время.

Для возвращения детектора в исходное состояние необходимо подать импульс на «Вход уст.»

**Двойной пиковый детектор** (рис. 6.19). Он состоит из двух пиковых детекторов: основного на ОУ DA1,

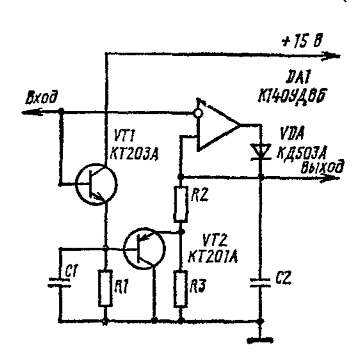



Рис 6.19

включенного компаратором, и вспомогательного, выполненного на транзисторе VT1. Вспомогательный детектор имеет меньшую постоянную времени R1, C1 по сравнению с постоянной времени C2 (R2+R3) основного. В результате такого включения устройство может отслеживать низкочастотные изменения детектируемых сигналов и начинает обладать большим быстродействием. Повышенный уровень пульсаций не имеет значения, поскольку смещенный уровень выходного сигнала подан на инвертирующий вход компаратора. При уменьшении значения детектируемого сигнала компаратор уменьшает значение уровня постоянного напряжения на конденсаторе C2. Оба детектора связаны через транзистор VT2, служащий для сравнения уровней сигналов. Если уровень сигнала на втором детекторе ниже, то конденсатор C2 быстро разряжается. Условие быстродействия определяется выражением $R_2/R_3 > 1/(2f_н RC-1)$, где $f_н$ — нижняя частота детектируемого сигнала.

**Стробируемый пиковый детектор** (рис. 6.20). В детекторе использован ОУ DA1 с нелинейной двойной отрицательной ОС через резисторы R1 и R4, R3. Положительная полуволна выходного сигнала ОУ DA1 проходит через диод VD1 и поступает на вход микросхемы DA2, в результате заряжается конденсатор C2. Для прохождения этого сигнала через микросхему DA2 на ее управляющий вход 1 (вывод 1) подают положительное напряжение 15 В. За время действия управляющего сигнала конденсатор C2 заряжается до максимального напряжения. Для увеличения времени запоминания напряжения на конденсаторе управляющий сигнал не подается. Конденсатор разряжается через входное сопротивление ОУ DA3. Если подать управляющий сигнал напряжением 15 В на вход 2, то произойдет быстрая разрядка конденсатора C2. После этого

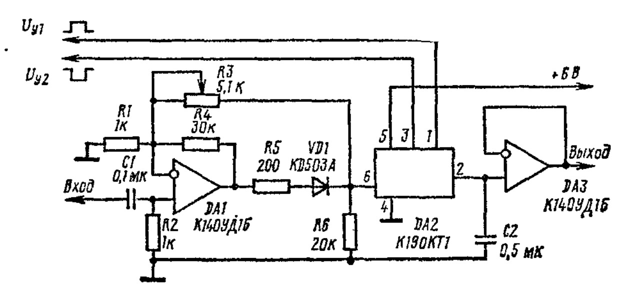



Рис. 6.20

конденсатор готов к новому периоду детектирования входного сигнала.

В этом режиме устройство может детектировать сигналы с минимальной амплитудой 1 мВ, а с максимальной — более 5 В. Коэффициент передачи детектора равен 5, частотная полоса входного сигнала от 5 до 500 кГц.

**Широкополосный детектор ФМ сигналов** (рис. 6.21). Входной контур L1C2 настроен на частоту 100 кГц. Микросхема усиливает сигнал, ограничивает его, а фазовый детектор выделяет сигнал низкой частоты. Для получения малого коэффициента гармоник фазосдвигающий контур с катушкой L2 должен обладать широкополосностью и линейностью фазовой характеристики. Поэтому катушка L2 шунтирована резистором R1.

При девиации частоты 30 кГц и входном напряжении 10 мВ коэффициент гармоник выходного сигнала

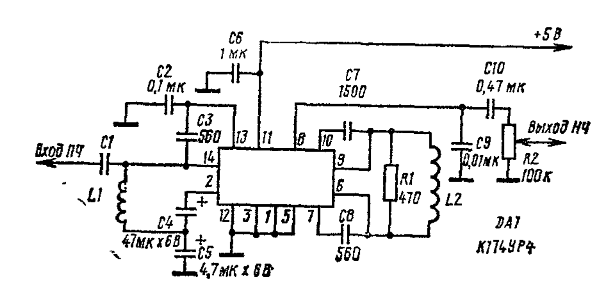



Рис. 6.21

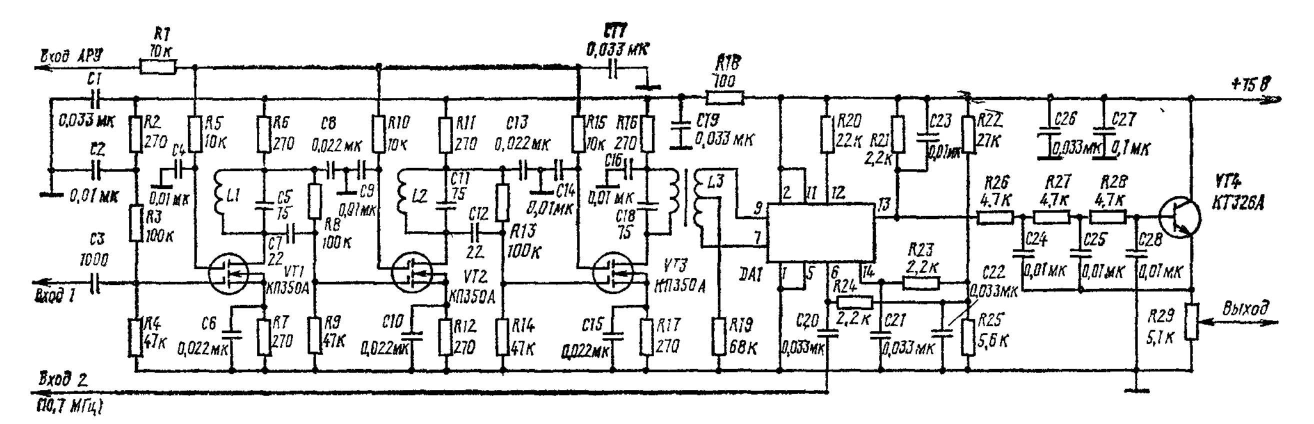



Рис. 6.22

не превышает 1 %. Конденсатор C9 компенсирует предыскажения.

**Детектор с предусилителем** (рис. 6.22). Усилитель состоит из трех ступеней на полевых транзисторах VT1—VT3, у которых первый затвор включен в цепь АРУ. Контуры настроены на резонансную частоту 10,7 МГц. Общий коэффициент усиления усилителя 80 дБ. По входу АРУ коэффициент усиления меняется на 90 дБ при изменении напряжения от 2 до 12 В.

При входном сигнале 0,5 мкВ отношение сигнал-шум не менее 10 дБ. Катушки L1—L3 содержат по 21 витку провода ПЭВ-2 0,15 мм, а катушка связи L4 — 2+2 витка.

На вход 2 подают сигнал гетеродина с частотой 10,7 МГц. Выходное напряжение детектора составляет 0,3 В.

**Частотный детектор с обратной связью** (рис. 6.23). Входной сигнал с амплитудой 0.1 В и частотой 5 МГц подают на вход микросхемы DA1 и через конденсатор C2 — на фазосдвигающий контур L1C3C4VD1VD2. Колебания на контуре будут сдвинуты по фазе на 90° по отношению к входному сигналу. При увеличении частоты входного сигнала фазовый сдвиг между сигналами уменьшается. При взаимодействии этих сигналов на выходе микросхемы появляется сигнал НЧ, который дополнительно усиливается транзистором VT1 в 6 раз. Отрицательная ОС через резистор R2 расширяет линейный участок частотной характеристики детектора с 300 кГц до 1 МГц. Подавление амплитудной модуляции входного сигнала достигает 30 дБ.

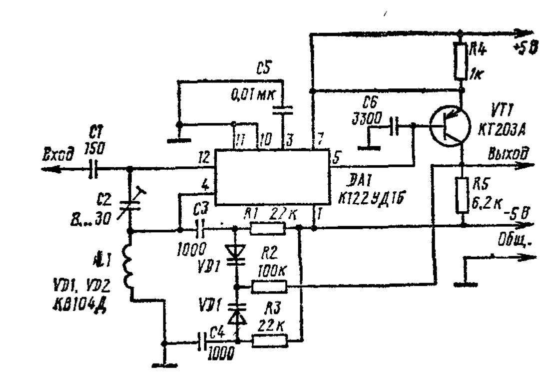



Рис. 6.23

# ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Прецизионные кварцевые генераторы все чаще используются в аппаратуре, подвергающейся интенсивным внешним воздействиям. При этом требуется не только сохранить высокую стабильность частоты, но и повысить ее. Одновременно предъявляются требования к уменьшению объема, массы и потребляемой мощности, к сокращению времени установления частоты после включения генератора. Несмотря на противоречивость этих требований, конструктивные и эксплуатационные характеристики прецизионных кварцевых генераторов улучшаются в результате использования новых более стабильных и надежных компонентов, достижений микроэлектроники и особенно усовершенствования резонаторов. Считают, что к настоящему времени возможности улучшения параметров резонаторов АТ и БТ в значительной мере исчерпаны. Поэтому в последнее время все чаще используют резонаторы с двуповоротным срезом ТД. Использование этих резонаторов позволило уменьшить размеры и упростить схему генераторов, одновременно повысив стабильность их частоты.

Наряду с этим продолжают большое внимание уделять влиянию элементов электронной схемы на стабильность частоты сигнала генератора. Известно, что резонансная частота колебательного контура с активными потерями находятся из выражения $\omega_k = \omega_0\sqrt{1-(1/4Q^2)}$, где $\omega_0$ — собственная частота резонатора, определяемая реактивными элементами; $Q = \frac{\omega L}{r}$ — добротность. Чтобы получить равенство $\omega_k = \omega_0$, необходимо добиться условия $r=0$ или $Q=\infty$. Это граничное условие характеризует процесс возбуждения незатухающих колебаний. Колебания в резонаторе могут также возникнуть и при $r<0$. Но наличие этого условия вновь вызывает появления неравенства $\omega_k \neq \omega_0$. В этом случае мы также можем говорить о некоторой добротности резонатора, но уже в режиме самовозбуждения. Наличие отрицательного сопротивления для всей системы дает нам не гармонический, а релаксационный сигнал. Для получения $r \leqslant 0$ и существует электронная схема.

Гармонические и релаксационные колебания суть два крайних случая автоколебаний. Частота гармонических колебаний должна быть мало чувствительна к внешним воздействиям. Внешние воздействия, вызывающие значительные изменения частоты колебаний, вместе с тем вызывают и заметные изменения их амплитуды. Амплитуда релаксационных колебаний мало чувствительна к внешним воздействиям. Частота же, наоборот, сильно зависит от внешних воздействий.

Сопротивление резонатора в зависимости от частоты описывается выражением

$$r_k = r_0\sqrt{1+4Q^2(f-f_0)^2/f^2},$$

где $r_0$ — сопротивление на резонансной частоте. Преобразуем это выражение к виду $(r_k/r_0)^2 = 1 + 4Q^2(f-f_0)^2/f^2$ или

$$f_{1,2} = \frac{f_0}{1 \pm \frac{\sqrt{\alpha}}{2Q}}, \quad \text{где} \quad \alpha = \left(\frac{r_k}{r_0}\right)^2 - 1.$$

Отсюда следует, что для $\alpha \neq 0$ появляются две частоты $f_1$ и $f_2$, между которыми существует полоса частот, где резонатор имеет отрицательное значение. Наличие области частот, для которых существуют необходимые условия к возбуждению, говорит о том, что в зависимости от внешних условий или от изменений состояний электронного устройства, автоколебательная система может выдавать сигнал с частотой, лежащей в этой области. Другими словами, в полосе частот, где эквивалентное сопротивление резонансной системы имеет отрицательное значение, генератор нестабилен. Ширина полосы частот определяется разностью

$$\Delta f = f_1 - f_2 = \frac{f_0}{1-\frac{\sqrt{\alpha}}{2Q}} - \frac{f_0}{1+\frac{\sqrt{\alpha}}{2Q}}.$$

Относительная нестабильность частоты автогенератора определяется выражением

$$\gamma = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\frac{\sqrt{\alpha}}{Q}}{1-\frac{\alpha}{4Q^2}}.$$

Поскольку нас интересуют резонаторы с добротностью $Q>100$, отношением $\alpha/4Q^2$ можно пренебречь. И тогда $\gamma=\sqrt{\alpha}/Q$. Из этого выражения следует, что необходимо иметь высокодобротные резонаторы и по возможности уменьшить значение $\alpha$ или $(r_k/r_c)^2-1\to 0$, т. е. электронное устройство должно создавать отрицательное сопротивление, равное $r_0$.

## Многофазные генераторы

Прецизионный генератор трехфазного сигнала (рис. 7.1). Он может работать на частоте свыше 5 кГц при коэффициенте гармоник менее 0,02 % На выходе 2 формируется сигнал с фазой 90°, на выходе 3 — с фа-

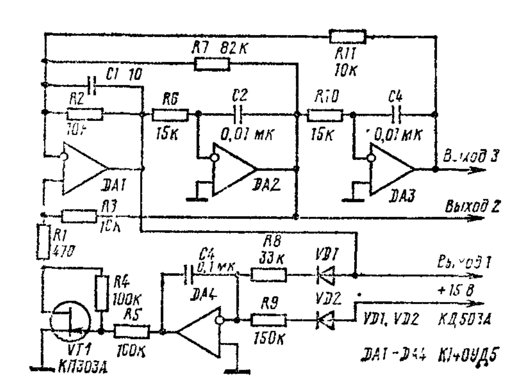
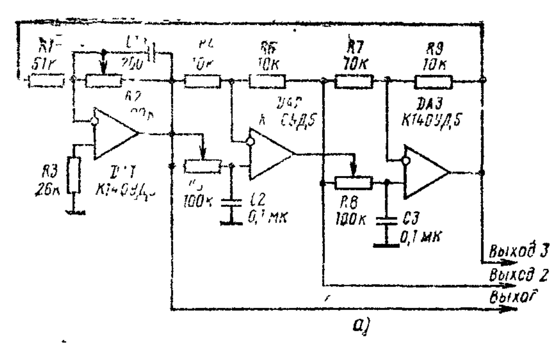



Рис 7.1

зой 180° по отношению к сигналу на выходе 1. В генераторе предусмотрены две цепи ОС: отрицательная — через резистор R3 и положительная — через резистор R7. Частота выходного сигнала определяется выражением $f=1/(2\pi RC)$, где $R_6=R_{10}=R$ и $C_3=C_4=C$. Для номиналов, указанных на схеме, она равна 1 кГц. Для получения минимальных искажений цепи отрицательной и положительной ОС должны быть сбалансированы. Балансируют их системой АРУ, которая построена на транзисторе VT1. Проводимостью транзистора управляет выходное напряжение интегратора DA4 сигнал на вход которого поступает от детектора VD1. Балансировка — автоматическая, независимо от отклонений параметров элементов. Это позволяет использовать элементы с большим допуском. Амплитуда выходного сигнала устанавливается так, чтобы токи через резисторы R8 и R9 были равны.

**Многофазный генератор** (рис. 7.2). Он состоит из двух фазосдвигающих звеньев на ОУ DA2 и DA3 и инвертора DA1. Усиление фазосдвигающих звеньев равно единице на всех частотах. Генератор обеспечивает широкий диапазон частот и хорошую стабильность амплитуды. Сигнал на выходе 2 имеет сдвиг по фазе 90°, а на выходе 3 — 180° по отношению к сигналу выхода 1.

Передаточную характеристику одного фазосдвигающего звена описывает выражение $\omega_0=1/(R_7C_2)=1/(R_5C_3)$, фазовую — $B(\omega)=-2\,\mathrm{arctg}\,\frac{\omega}{\omega_0}$. Частота колебаний определяется двумя независимыми постоянными времени $R_7C_2$ и $R_5C_3$ и выражается формулой $f=1/2\pi\sqrt{R_7R_6C_2C_3}$. Поскольку частота генерируемого сигнала не зависит от коэффициента усиления звеньев, амплитуда и ее стабильность не зависят от сопротивления резисторов R5 и R7, которыми задают частоту. Амплитуда ограничена максимально допустимым размахом напряжения на выходе ОУ. Для возникновения



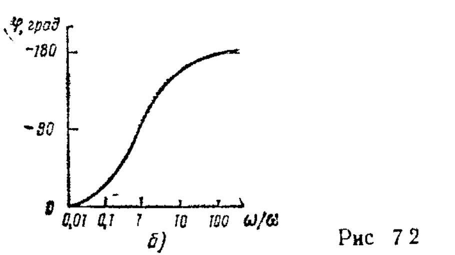




Рис 7 2

колебаний необходимо, чтобы общее усиление в петле генератора было равно единице. Его устанавливают переменным резистором R2.

**Генератор с подстройкой** (рис. 7.3). Первая ступень генератора построена на ОУ DA1 и выполняет функции компаратора-интегратора синусоидального сигнала, вто-

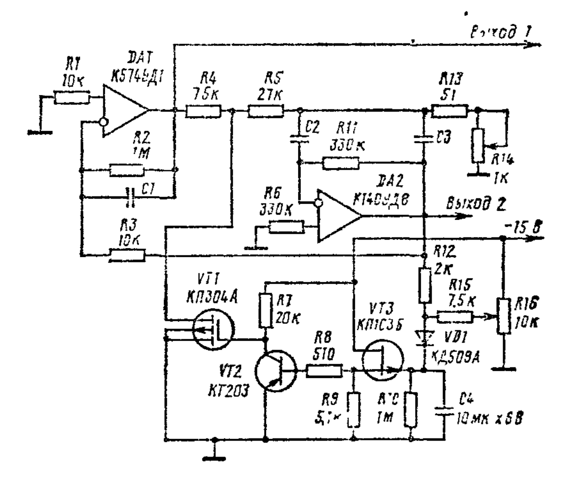



Рис 7 3

рая — на ОУ DA2 и является фильтром Выходной сигнал треугольной формы с выхода ОУ DA1 поступает на фильтр, который выделяет первую гармонику. На выходе ОУ DA2 формируется гармонический сигнал Этот сигнал поступает на вход ОУ DA1 через резистор R3 положительной ОС. Частоту гармонического сигнала определяют элементы R11, R14, R13, C2 и C3:

$$f=\frac{1}{2\pi C\sqrt{R_{11}(R_{13}+R_{14})}},$$

где $C_1=C_2=C_3=C$

Выполнение условия $C_1=C$ необязательно, конденсатор C1 служит для уменьшения вторичных составляющих в выходном сигнале ОУ DA1.

Для стабилизации амплитуды гармонического сигнала служит полевой транзистор VT1, проводимость ко-

торого меняется при изменении постоянного напряжения, поступающего с выхода детектора, построенного на диоде VD1 и фильтре R10C4. Амплитуду выходного сигнала регулируют переменным резистором R16, который меняет напряжение закрывания диода, устанавливая порог срабатывания диода. Частоту выходного сигнала перестраивают переменным резистором R8 (перекрытие по частоте равно 5) Пределы перестройки устанавливают подборкой конденсаторов C2, C3. Общий интервал перекрываемых частот от 20 Гц до 40 кГц на пяти пределах Амплитуда выходного сигнала более 7 В при коэффициенте гармоник менее 1 %. Точность поддержания амплитуды ±0,5 дБ.

**Генератор на интеграторах** (рис 7.4). Он состоит из двух интеграторов, построенных на ОУ DA1 и DA2. Полевые транзисторы выполняют функции управляемых

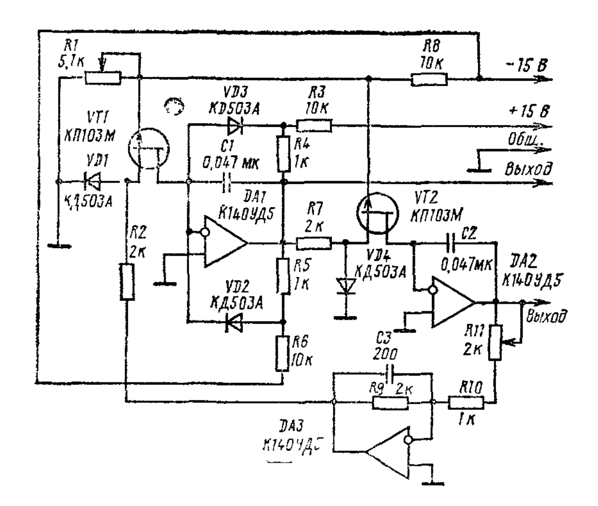


Рис. 7.4

резисторов Возникновение колебаний устанавливают переменным резистором R11, который включен в цепь положительной ОС. Для управления проводимостью полевых транзисторов служит переменный резистор R1. В результате частота выходного сигнала меняется от 100 Гц до 1 кГц. На выходе ОУ DA1 формируется синусоидальный сигнал, а на выходе ОУ DA2 — косинусоидальный.

## Генераторы со стабилизацией амплитуды

**Генератор с импульсной стабилизацией амплитуды** (рис. 7.5). Он построен на ОУ DA1 по схеме моста Вина. Амплитуда регулируется автоматически изменением угла отсечки гармонического сигнала. Порог отсечки устанавливается переменным резистором R11. Через диод VD2 проходит импульсный сигнал. Его усиливает ОУ DA2 и выпрямляет диод VR1. Постоянное напряжение на конденсаторе C4 управляет проводимостью полевого транзистора VT2, который включен в цепь отрицательной ОС DA1. Если амплитуда сигнала генератора уменьшается, то резко уменьшается импульсный сигнал на входе DA2, меняется управляющее напряжение в затворе транзистора VT2 и амплитуда сигнала генератора вновь восстанавливается. В цепи затвора транзистора VT2 предусмотрена регулировка нелинейных искажений в области средних частот (1 кГц) переменным резистором R8 и высоких частот (200 кГц) переменным конденсатором C3.

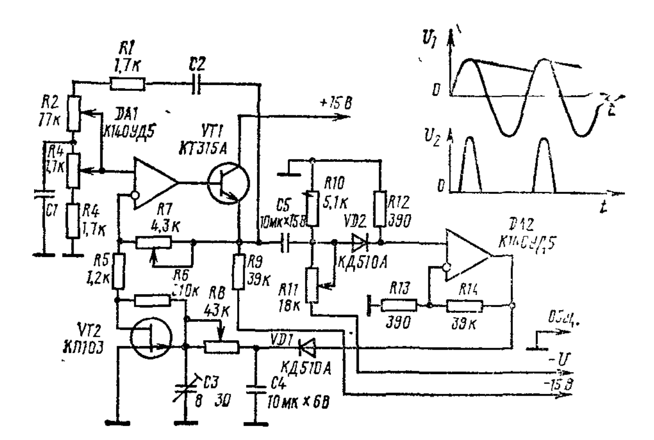


Рис. 7.5

**Широкополосный генератор** (рис. 7.6). Он предназначен для получения гармонических колебаний частотой от 100 Гц до 100 кГц. Эту полосу можно перекрыть при соответствующем выборе резисторов R1 и R2 Так, при R1 = R2 = 12 кОм частоту можно менять в пределах от 29 до 102 кГц, при R1 = R2 = 39 кОм — от 9 до 32 кГц, при R1 = R2 = 120 кОм — от 3 до 10 кГц, при R1 = R2 = 390 кОм — от 0,9 до 3,2 кГц. При R1 = R2 = 1 МОм генератор может обеспечить колебания с частотой менее 10 Гц, при этом форма сигнала будет несколько искажена. Чтобы устранить искажения, необходимо заменить конденсатор C6 цепи ОС, стабилизирующей амплитуду выходного сигнала, на другой большей емкости.

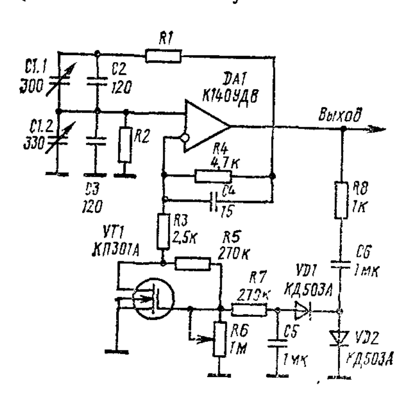


Рис 7.6

Ступень стабилизации амплитуды собрана на полевом транзисторе VT1, которым управляет постоянная составляющая, пропорциональная амплитуде выходного сигнала. С увеличением амплитуды уменьшается проводимость полевого транзистора, что приводит к уменьшению коэффициента усиления ОУ и тем самым к уменьшению амплитуды выходного сигнала. Установившееся значение амплитуды выходного сигнала равно 200 мВ.

**Генератор синусоидальных колебаний** (рис 7.7). Он построен по схеме моста Вина. Частотозадающая цепь R1, C1, R2, R3, C2 рассчитана на частоту 1 кГц. Для стабилизации амплитуды выходного сигнала (1 В) включена лампа накаливания E L1 на напряжение 12 В и ток 60 мА.

Применение фильтра на ОУ DA2 позволяет значительно уменьшить нелинейные искажения выходного сигнала Так, вторая гармоника ослаблена на 82 дБ, тре-

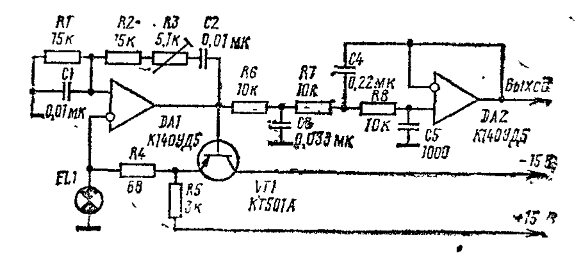



Рис. 7.7

тья — на 80 дБ, четвертая — на 93 дБ, а основная частота ослаблена лишь на 1,6 дБ. Коэффициент нелинейных искажений равен значению К=0,0098 %.

## Генераторы с аппроксимацией

**Генератор со ступенчатой аппроксимацией сигнала** (рис. 7.8). Он построен на элементах дискретной техники. Входной импульсный сигнал с равномерной частотой следования поступает на счетчик DD1. Коэффициент пересчета счетчика определяется наличием уровня 1, поступающего на один из входов S1—S4. В начальный момент, когда реверсивный счетчик DD3 находится в одном из состояний 0, 1, 2 или 3, сигнал 1 присутствует на входе S1 счетчика DD1. Коэффициент пересчета счетчика DD1 минимален и равен 2. Импульсы с выхода А через элемент DD2.2 проходят на суммирующий вход +1 счетчика DD3. Этот счетчик начинает считать приходящие импульсы. Двоичное число с выхода счетчика приложено к входу дешифратора DD4. Дешифратор преобразует с одного выхода на другой это двоичное число в последовательный переход высокого уровня. Когда выходной сигнал перейдет от выхода 3 к выходу 4, то импульс через инвертор DD5.1 поступит на вход S2 счетчика DD1. Этот счетчик теперь будет считать до 4 до тех пор, пока на выходе А не появится очередной сигнал. Через четыре входных импульса выходной сигнал еще раз пройдет в счетчик DD3 и сложится с предыдущим числом На выходе DD3 появится сигнал в двоичном коде числа 5. После дешифрации частота деления счетчика DD1 вновь увеличивается в 2 раза и т. д.

Этот процесс будет протекать до того момента, когда на выходе 17 дешифратора DD4 появится сигнал, который переключит триггер, собранный на элементах DD2.1 и DD2.3. После этого изменится направление счета счетчика DD3. Начинается формирование спадающего участка выходного гармонического сигнала. Этот сигнал образуется после преобразования двоичного кода с выхода счетчика DD3 цифро-аналоговым преобразователем, построенным на резисторах R1—R4 и ОУ DA1

После того как выходной сигнал дешифратора вернется к выходу 0, он снова перебросит триггер на элементах DD2.1 и DD2.2 в исходное состояние и одновременно переключит триггер DD6. Этот триггер управляет работой ОУ DA2, который формирует положительную и отрицательную полуволны выходного сигнала.

Генератор со ступенчатой аппроксимацией сигнала позволяет получить гармонический сигнал частотой от 0,1 до 10 Гц. Число градаций по уровню равно 16 Коэффициент гармоник меньше 2 %, причем его можно значительно уменьшить, если параллельно резистору R10 подключить конденсатор. Емкость конденсатора будет зависеть от частоты гармонического сигнала и ее лучше определить экспериментально.

**Цифро-аналоговый генератор инфранизкой частоты** (рис. 7.9). Генератор работает по принципу аппроксимации ступенчатой синусоиды. Число градаций по уровню равно 28. Сигнал генератора тактовых импульсов, собранного на элементах DD1.1 и DD1.2, поступает на вход кольцевого регистра сдвига, выполненного на счетчиках DD2 и DD3 Работой счетчиков управляет RS-триггер, собранный на элементах DD1.3 и DD1.4. На выходе кольцевого регистра сдвига формируются сигналы равной длительности. Эти сигналы поступают на суммирующий усилитель DA1 через резисторы R5—R17: R5=447 кОм, R6=R16=229 кОм, R7=R15=158 кОм, R8=R14=109 кОм, R9=R13=109 кОм, R10=R12=100 кОм, R11=97,6 кОм.

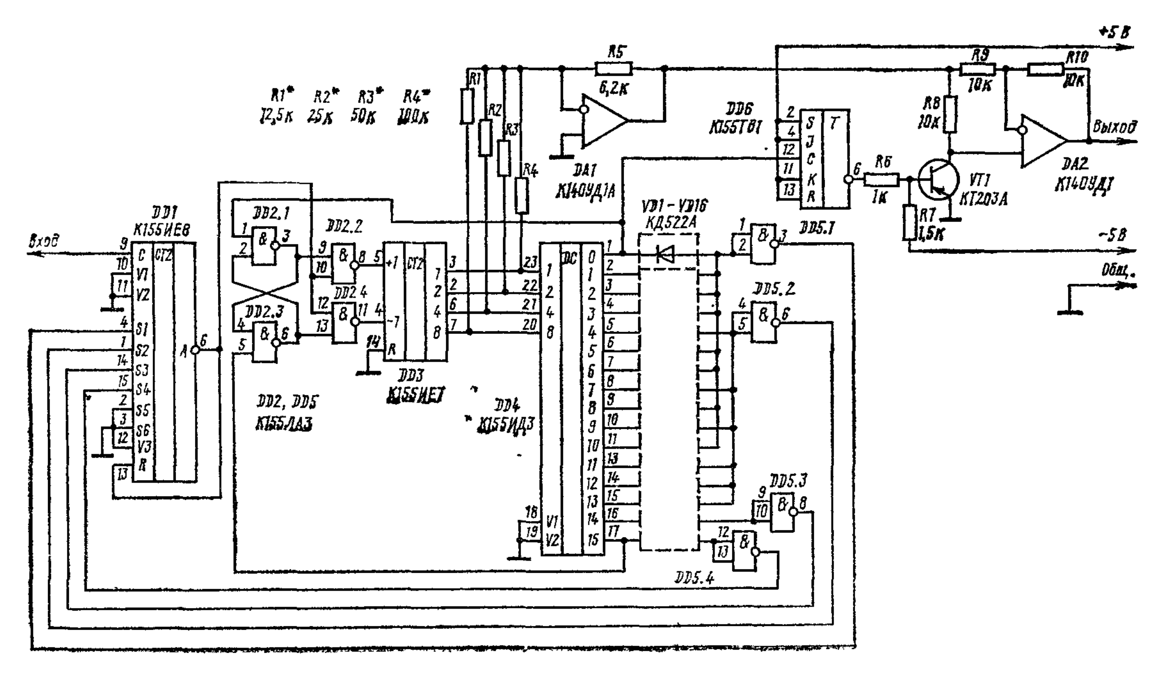



Рис. 7.8

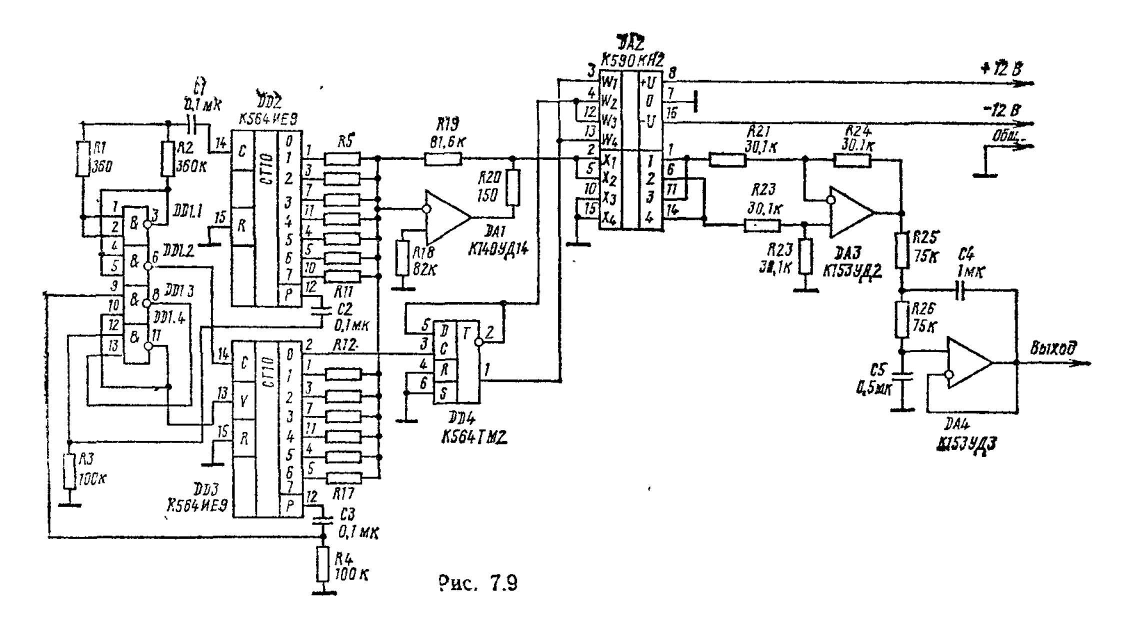



Рис. 7.9

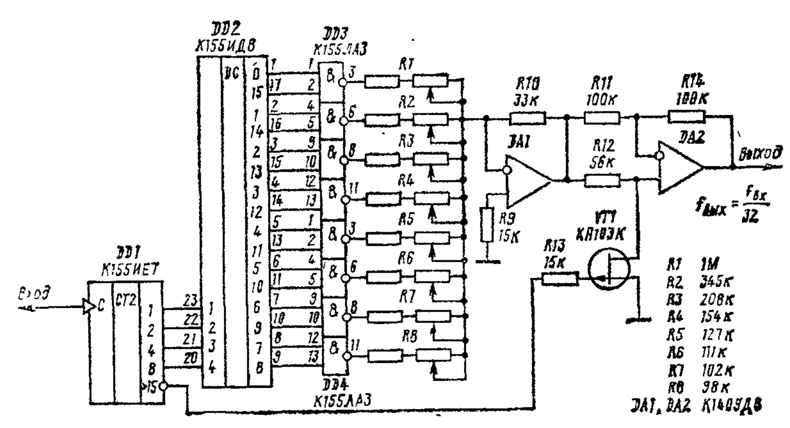



Рис. 7.10

Аналоговый сигнал с выхода ОУ DA1 подается на коммутатор напряжения DA2. Для формирования отрицательной и положительной полуволн выходного синосоидального сигнала на коммутатор подается сигнал с выхода триггера DD4. Коммутатор служит инвертором полярности выходного сигнала, поступающего на входы ОУ DA3. На выходе генератора включен фильтр НЧ, построенный на ОУ DA4. Выходное напряжение имеет амплитуду 10 В и частоту 1 Гц. Коэффициент гармоник составляет менее 0,7 %.

**Дискретный генератор гармонического сигнала** (рис. 7.10). В его основу положена аппроксимация ступенчатого синусоидального напряжения. Каждый период выходного гармонического колебания образуется в результате аппроксимации 32 дискретных значений. В генераторе амплитуда выходного сигнала зависит от частоты. Максимальная частота генератора определяется скоростью переключения дискретных элементов и не превышает нескольких десятков килогерц.

На вход генератора поступает импульсная последовательность от импульсного тактового генератора. Счетчик DD1 работает в режиме последовательного счета. К его выходу подключен дешифратор DD2. На выходе дешифратора периодически формируется сигнал 0 при совпадении номера выхода с соответствующим состоянием счетчика. Информация на каждом из выходов дешифратора меняется через один период тактовой последовательности. Логические элементы И—НЕ DD3, управляемые выходными сигналами дешифратора, обеспечивают подачу на резисторы R1—R3 напряжения либо высокого, либо низкого уровня. Причем напряжение высокого уровня подается в каждом такте лишь на один из резисторов, и переключение происходит в следующем порядке: R1, R2, R7, R8, R7—R2, R1.

На выходе ОУ DA2 формируется напряжение $U(t) = -U_п R10/R_п(t)$, где $U_п$ — напряжение питания; $R_п(t)$ — сопротивление подключаемого резистора. Если резисторы выбрать соответствующего сопротивления, то выходное напряжение ОУ будет синусоидальным (причем можно получить любую форму сигнала). Для формирования отрицательной полуволны синусоидального напряжения использован ОУ DA2 и электронный ключ на полевом транзисторе VT1. Если транзистор открыт, то ОУ DA2 включен инвертирующим усилителем с коэффициентом усиления, равным 1. В это время на выходе счетчика формируется сигнал 0 и генератор вырабатывает положительную полуволну. В момент появления 17-го тактового импульса на выходе счетчика DD1 возникает уровень 1. Транзистор VT1 закрывается. Теперь DA2 представляет собой неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления, равным 1, а генератор формирует отрицательную полуволну синусоидального напряжения.

Коэффициент гармоник выходного сигнала не превышает 5 %, а при добавлении RC-фильтра может быть уменьшен до 0,5 %.

## Стабилизированные генераторы

**Кварцевые генераторы** (рис. 7.11). Здесь даны две схемы генераторов для получения гармонических колебаний с относительной стабильностью частоты $10^{-6}$. Генератор по схеме на рис. 7.11, *а* рассчитан на работу с частотой от 3 до 30 МГц. Номиналы конденсаторов C1 и C2 выбирают согласно табл. 7.1.

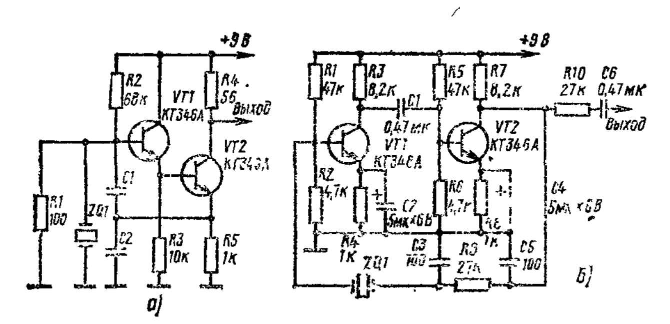


Рис. 7.11

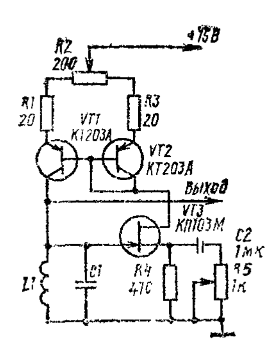


Рис. 7.13

Таблица 7.1

| f, МГц | C1, пФ | C2, пФ |
|---|---|---|
| 3...6 | 560 | 470 |
| 6...15 | 560 | 220 |
| 15...30 | 220 | 100 |

Таблица 7.2

| f, кГц | C1, мкФ | C2, мкФ |
|---|---|---|
| <1 | 2,2 | 15 |
| 1...3 | 0,68 | 6,8 |
| 3...10 | | 4,7 |
| 10...20 | | 6,8 |
| 20...50 | | |

Второй генератор работает на частоте от 1 до 50 кГц. Номиналы конденсаторов C1 и C2 выбирают в зависимости от частоты пьезорезонатора Z1 (табл. 7 2)

**Генератор на двойном Т-мосте** (рис. 7.12, *а*). Генератор построен на базе двойного Т-моста, который

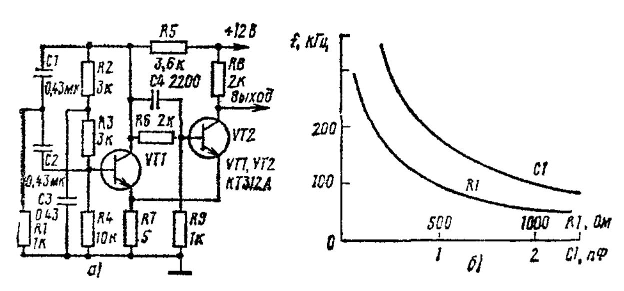


Рис. 7.12

включен в цепь отрицательной ОС. На транзисторе VT1 собран генератор гармонических колебаний. Колебания возникают из-за поворота фазы сигнала на выходе моста на 180°. С коллектора транзистора VT1 гармонический сигнал поступает на базу транзистора VT2. Эмиттерный ток транзистора VT2 на резисторе R7 создает падение напряжения, которое управляет транзистором VT1. Транзистор VT1 работает в релейном режиме. Частота сигнала генератора определяется номиналами резистора R1 и конденсатора C1 и может меняться от десятков герц до единиц мегагерц.

На рис. 7.12,*б* показана зависимость частоты выходного сигнала от номиналов элементов R1 и C3.

**Генератор со стабилизатором тока** (рис. 7.13). Генератор построен на полевом транзисторе VT3 с положительной ОС через стабилизатор тока на транзисторах VT1 и VT2. Стабилизируемый ток регулируют переменным резистором R1. Частоту выходного сигнала задает контур L1C1. Напряжение между затвором и истоком равно $U_{ЗИ} = I_1 R_{оэ}$, где $I_1$ — ток транзистора VT1, а $R_{оэ} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$ — эквивалентное сопротивление контура

Значение тока $I_1 = NI_2$, а тока $I_2 = SU_{ЗИ}$, где N — коэффициент, S — крутизна полевого транзистора В результате получим $U_{ЗИ} = NR_{оэ}SU_{ЗИ}$, $R_{оэ}SN = 1$ или $L_1S^2N^2 = C_1$.

Большое значение для стабильности частоты выходного сигнала имеет коэффициент N. Для переменного тока его значение определяет резистор R4, а также положение движка переменного резистора R2. В зависимости от положения движка резистора R2 коэффициент принимает значения от 1/11 до 11.

Поскольку напряжение положительной ОС подведено через генератор тока и нагрузка на контур сведена к минимуму, стабильность частоты выходного сигнала примерно в 10 раз выше, чем у других подобных генераторов.

**Высокочастотные генераторы** (рис. 7 14). На рис. 7 14, *а, в* показаны две схемы генераторов, а рис. 7.14, *б, г* — их характеристики, из которых можно получить всю информацию относительно изменения частоты и амплитуды выходного сигнала при изменении емкости переменного конденсатора Частота генерируемых колебаний определяется индуктивностью катушки и емкостью конденсаторов C2 и C3.

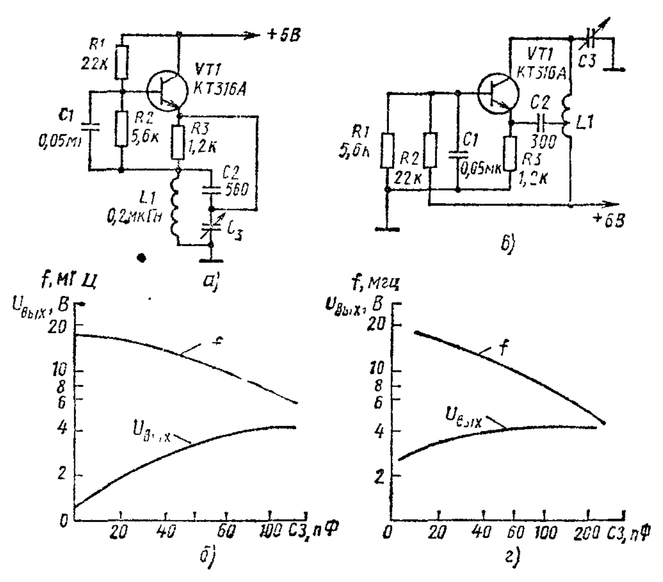


Рис. 7 14

Катушка L1 состоит из 20+2 витков провода ПЭВ-2 0,2 мм.

**Мощный автогенератор** (рис. 7.15). Он работает в частотной полосе от 30 до 80 МГц. Генератор обеспечивает выходную мощность 2,5 Вт. Если транзистор

Рис. 7.15

КП907А заменить на КП904А, то для сигнала частотой 4 МГц и напряжении питания $U_п = 50$ В можно получить выходную мощность до 20 Вт. При этом L1 = =5,5 мГн, C1 = 760 пФ, $U_{п2} = 1{,}7$ В, C2 = 2000 пФ, C3 = 500 пФ

**Генератор ВЧ на полевом транзисторе** (рис. 7.16, *а*). Генератор собран по емкостной трехточечной схеме. На рис. 7.16, *б—г* показаны его характеристики, позво-

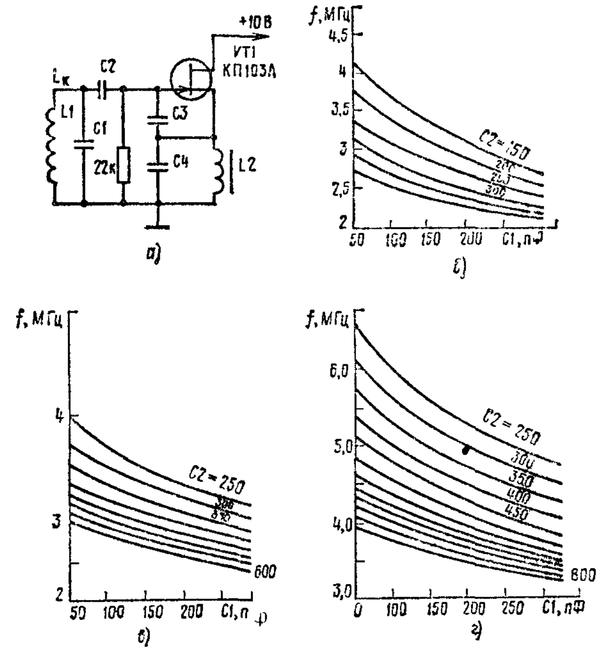



Рис. 7.16

ляющие рассчитать основные элементы контура и частоту генерации. Для рис 7.16, *б* L1 = 7,5 мкГн, C1 = =C2 = 300 пФ; для рис. 7.16, *в* L1 = 4,5 мкГн, C1 = =C2 = 300 пФ; для рис. 7.16, *г* L1 = 2 мкГн, C1 = C2 = =75 пФ. Частота выходного сигнала зависит от элементов C1 и C2:

$$\frac{\Delta f}{\Delta C_1} = 4{,}4 \text{ кГц/пФ}, \quad \frac{\Delta f}{\Delta C_2} = 2{,}1 \text{ кГц/пФ}.$$

**Генератор на логическом элементе** (рис. 7.17). Он собран на логическом элементе DD1.1, который в результате действия отрицательной ОС по постоянному

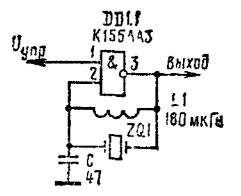



Рис 7.17

току через катушку L1 работает в линейном режиме. Колебания кварцевого резонатора ZQ1 усиливаются и на выходе формируется сигнал, близкий к гармоническому. Генератор работает на частоте от 5 до 15 МГц, но может работать и на меньшей частоте, нужно лишь увеличить индуктивность катушки L1. Подборкой конденсатора C можно менять частоту выходного сигнала в небольших пределах. Генератор можно включать и выключать подачей напряжения.

**Генератор ВЧ сигнала со стабилизацией амплитуды** (рис. 7.18). Генератор собран на транзисторах VT1 и

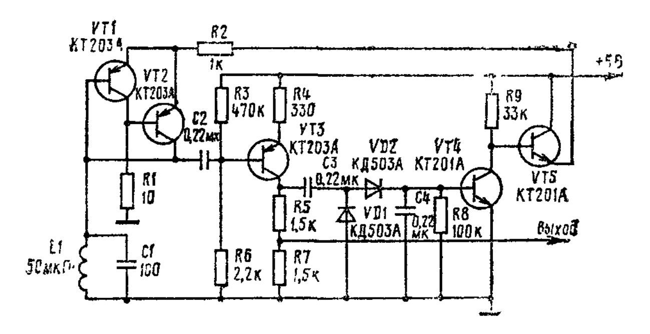



Рис 7.18

VT2. Частотозадающим звеном является контур L1C1. При L1 = 50 мкГн, C1 = 5 мкФ частота равна 10 кГц; при L1 = 100 мГн, C1 = 50 пф — 700 кГц; при L1 = =50 мкГн, C1 = 50 пф — 3,2 МГц.

Когда в контуре отсутствуют колебания к транзисторам VT1 и VT2, приложено максимальное питающее напряжение. В этом режиме транзисторы обладают наибольшим усилением. По мере увеличения амплитуды гармонического сигнала на выходе детектора на диодах VD1, VD2 на конденсаторе C4 увеличивается постоянная составляющая, пропорциональная амплитуде. Этим напряжением открывается транзистор VT4 и на его коллекторе напряжение уменьшается. Поэтому уменьшается и напряжение питания транзисторов VT1 и VT2, а это вызывает уменьшение амплитуды гармонического сигнала генератора. В результате устанавливается определенная амплитуда сигнала.

По сравнению с генератором без петли ОС частота сигнала здесь может быть больше в 10 раз.

**Мощный кварцованный ВЧ генератор** (рис. 7.19). В генераторе применена кварцевая стабилизация. Построение выходного усилителя на транзисторах VT2 и VT3 позволяет получить амплитуду выходного сигнала свыше 10 В при выходном токе более 0,1 А Частоту выходного сигнала определяет кварцевый резонатор. Диаметр каркаса катушки L1 (L2) 37 мм, длина намотки — 25 мм, провод ПЭВ-1. Индуктивность катушки L1 (L2) для каждого участка частотной полосы можно определить из табл. 7.3.

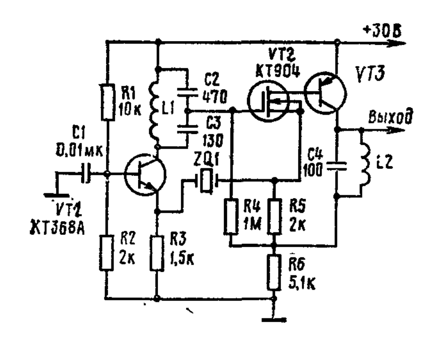



Рис. 7.19

Таблица 7.3

| f, МГц | L1, мкГн | Число витков | Диаметр провода |
|---|---|---|---|
| 1,5...3,4 | 220 | 214 | 0,15 |
| 2,7...6 | 70 | 125 | 0,15 |
| 4,8...10,2 | 22 | 58 | 0,25 |
| 8,7...19 | 7 | 34 | 0,0 |
| 18...40 | 1,6 | 16 | 1 |
| 35...80 | 0,4 | 8 | 1 |
| 70...160 | 0,1 | * | 2,5 |

* — необходимо уменьшить диаметр каркаса до 16 мм.

**Генератор на двух логических элементах** (рис. 7.20). Гармонический сигнал формируется в контуре L1C3 с резонансной частотой 5...10 МГц. Логические элементы DD1.1 и DD1.2 включением резисторов R1 и R2 пере-

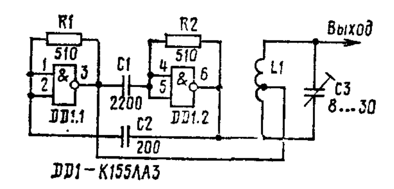



Рис. 7.20

водятся в линейный режим. Положительная ОС через конденсаторы C1 и C2 обеспечивает возбуждение прямоугольных колебаний. Эти колебания контур преобразует в гармонические. Частичное включение контура позволяет получить резонатор с большой добротностью; коэффициент включения контура 0,3.

**Генератор на дифференциальном усилителе** (рис. 7.21). Генератор построен на дифференциальном усилителе на транзисторах VT1 и VT2 с комбинированной ОС. Сигнал обратной связи снимается с эмиттера транзистора VT3 и поступает на базу транзистора VT1 через резистор R3 (положительная ОС) и на базу транзистора VT2 через резистор R6 (отрицательная ОС). Колебания возникают на частоте последовательного резонанса кварцевого резонатора ZQ1, когда глубина отрицательной ОС минимальна. Конденсатор C2 служит для компенсации статической емкости кварца. Для управления частотой колебаний включен варикап VD1. Эффективность управления частотой регулируют изменением добротности контура обратной связи.

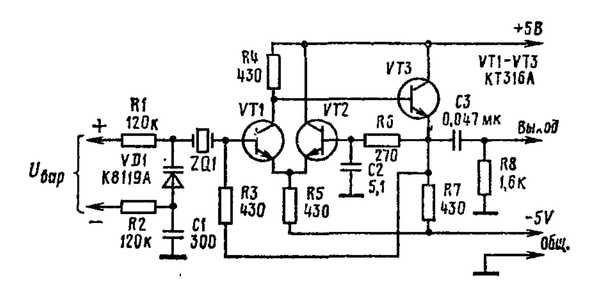



Рис. 7.21

Генератор на частоте 9 МГц имеет нестабильность $\pm 1{,}5 \cdot 10^{-7}$. Полоса перестройки частоты при уровне управляющего напряжения $\pm 1{,}5$ В составляет не менее $\pm 10$ %. Начальное смещение на варикапе 4,5 В. Коэффициент нелинейности характеристики управления не превышает 5 %.

**Мощный усилитель-возбудитель** (рис. 7.22). Усилитель предназначен для возбуждения колебаний в резонансном контуре. На вход усилителя подают сигнал

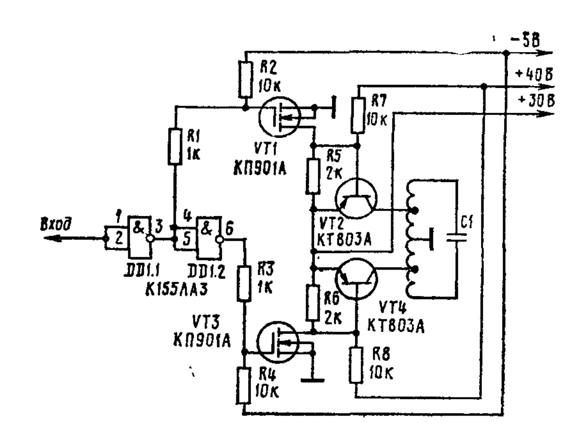



Рис. 7.22

ЧМ — колебание релейного вида. Этот сигнал проходит через инверторы DD1.1 и DD1.2, к выходу каждого из которых подключено плечо мощного усилителя на полевом и биполярном транзисторах. Когда на выходе элемента DD1.1 напряжение высокого уровня, то выходное напряжение элемента DD1.2 соответствует низкому уровню. Транзисторы VT1 и VT2 будут открыты, а VT3 и VT4 закрыты. Для полного закрывания транзисторов использовано два источника питания.

Усилитель может работать в широкой частотной полосе, ограниченной только возможностями транзисторов. В выходном колебательном контуре L1C1 можно получить мощность более 50 Вт.

## Шумовые генераторы

**Генератор шума** (рис. 7.23). Генератор позволяет получить шумовой сигнал в полосе частот от 1,5 до 30 МГц. Источником шума служит диод VD1. Сигнал с диода поступает на двуступенный усилитель, первая ступень которого имеет электронную регулировку коэффициента усиления. Регулировка осуществляется изменением проводимости диодов VD2, VD3. Ток через диоды задается переменным резистором R16. Для получения равномерного частотного спектра следует экспериментально подбирать элементы корректирующей цепи R8, C6, которая регулирует подъем частотной характеристики в области высших частот рабочей полосы.

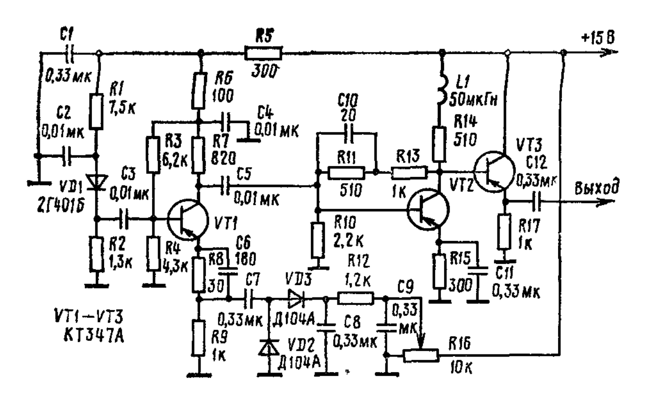



Рис. 7.23

Для указанных на схеме номиналов выходное напряжение составляет 10 мкВ.

**Генератор аналогового шума** (рис. 7.24). Он построен на германиевом диоде VD1. Шумовое напряже-

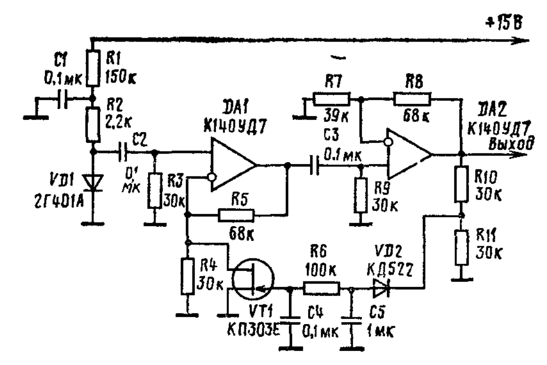



Рис. 7.24

ние усиливается на двух ОУ. На выходе сигнал имеет нормальный закон распределения в полосе частот от 100 Гц до 1 МГц. Двухкаскадный усилитель обеспечивает автоматическую регулировку усиления на 40 дБ с помощью полевого транзистора. Значение дисперсии выходного сигнала равно 2 В.

## Генераторы на RC-цепях

**Настраиваемый генератор** (рис. 7.25). Генератор позволяет изменять частоту выходного сигнала переменным резистором R1. Для возникновения колебаний необходимо выполнить условие $R_5/R_4 = 2R_5/R_2 + R_5/R_3$.

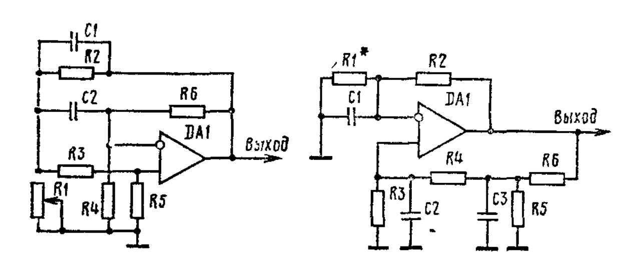



Рис. 7.25 Рис. 7.26

Если принять $C_1 = C_2 = C$, то частота колебаний определится выражением

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C}\sqrt{\frac{1 + \frac{R_4}{R_3} + \frac{(R_4 + R_6)}{R_1} - \frac{R_2 R_6}{(R_3 R_5)}}{(R_2 R_4)}}.$$

Это выражение упрощается до вида

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C}\sqrt{\frac{(R_4 + R_6)}{(R_1 R_2 R_4)}}$$

при условии $R_5(R_3+R_4) = R_2R_6$. Если положить $R_2 = R_4 = R_5 = R_3 = R$, $R_6 = 3R$ и $R_1 = R/n$, то

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}\sqrt{4n - 1}.$$

При соответствующих номиналах резисторов и конденсаторов может быть получена частота выходного сигнала до 100 кГц.

**Генератор гармонического сигнала** (рис. 7.26). Для возбуждения колебаний в генераторе необходимо соблюсти условие $C_1R_2 = C_3R_6 + C_2R_4 + C_2R_6 + C_2R_4R_6/R_5 + C_3R_4R_6/R_3$. Частота возникающих колебаний определяется выражением

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\frac{R_6}{R_3} + \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_6}{R_5} + \frac{R_4 R_6}{(R_3 \cdot R_5)} - \frac{R_2}{R_1}}{(C_2 C_3 R_4 R_6)}}.$$

Подбирая сопротивление резистора R1, можно менять частоту выходного сигнала, при этом не нарушаются условия возбуждения. Генератор может вырабатывать сигналы с очень низкой частотой, поскольку в выражение для частоты входят отношения сопротивлений, резисторов, а не их абсолютные значения. Так, для $C_1 = C_2 = C_3 = 0{,}01$ мкФ и $R_2 = 11$ кОм, $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 2{,}2$ кОм; при изменении R1 в пределах от 1 МОм до 2,7 кОм частота выходного сигнала изменяется от 14,5 кГц до 10 Гц.

**Генератор сигнала с фиксированной частотой** (рис. 7.27). Генератор собран на транзисторе VT1. Сигнал с

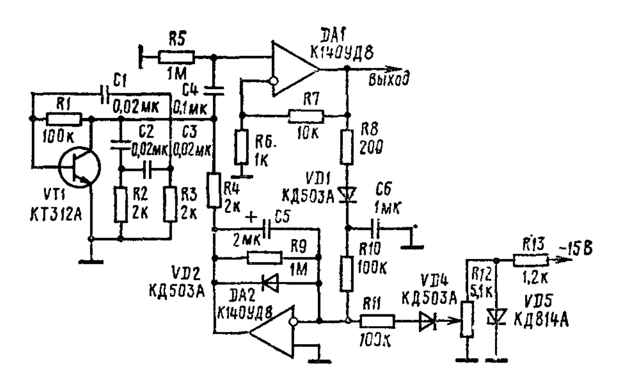



Рис. 7.27

частотой 1 кГц поступает на ОУ DA1, который имеет коэффициент усиления десять. Далее часть сигнала детектируют элементы VD1 и C6. Постоянная составляющая с детектора подводится к входу ОУ DA2, который управляет питающим напряжением транзистора VT1. Эта ОС поддерживает на выходе постоянную амплитуду сигнала 3 В. Для начального возбуждения колебаний на вход ОУ DA2 подают постоянную составляющую с движка переменного резистора R12.

Выходной сигнал имеет коэффициент гармоник менее 1 %. Температурный коэффициент выходного напряжения около 20 мкВ/°С.

**Генератор с фазосдвигающей цепью** (рис. 7.28). Это генератор со стабилизацией амплитуды и фиксированной частотой. На транзисторе VT1 и фазосдвигающей

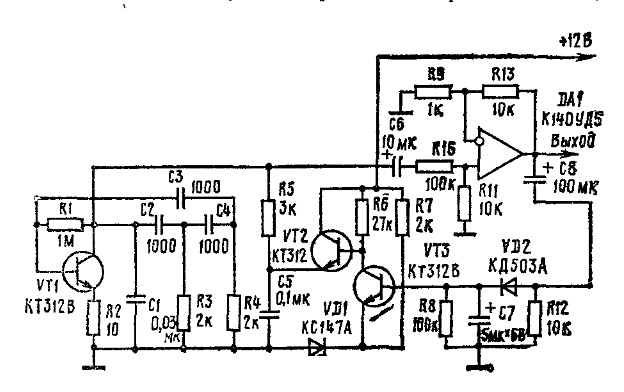


Рис. 7.28

цепи R3, R4, C2, C4 собран генератор, вырабатывающий колебания с частотой 12 кГц. Все остальные элементы обеспечивают стабилизацию амплитуды. Для этого часть выходного сигнала гетеродина выпрямляют фильтром VD2, R8, C8, сглаживают конденсатором C5 и подают на базу транзистора VT3, в цепь эмиттера которого включен стабилитрон VD1 с напряжением стабилизации 4,7 В. С этого напряжения начинает работать узел стабилизации. По мере увеличения амплитуды гармонического сигнала напряжение на эмиттере транзистора VT2 увеличивается, что приводит к уменьшению амплитуды. Сигнал на выходе генератора имеет амплитуду 5 В и коэффициент гармоник менее 2 %. Изменение напряжения питания на ±3 В вызывает изменение амплитуды выходного сигнала на ±0,1 дБ.

**Генератор с фильтром** (рис. 7.29). Генератор состоит из трех ступеней, компаратора на ОУ DA1, интегратора DA2 и фильтра DA3. Совместная работа компа-

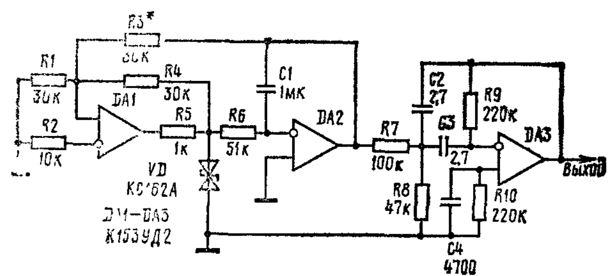


Рис. 7.29

ратора и интегратора дает на выходе симметричный сигнал треугольной формы. Период следования сигнала равен 3 Гц. Этот сигнал поступает далее на вход фильтра с центральной частотой 3 Гц. Добротность фильтра равна 6. Для установки определенной амплитуды выходного гармонического сигнала необходимо подобрать резистор R3. Частоту треугольного сигнала устанавливают подборкой резистора R6.

**Генератор с малыми нелинейными искажениями** (рис. 7.30). Он работает на фиксированной частоте. В нем применены две цепи частотозависимой положительной ОС. Первая представляет собой двойной Т-мост, состоящий из элементов C3, C4, R7, R6, R8, C5, а вторая представлена элементами R1, C1, R2, C2. Генерируемую частоту рассчитывают для обеих цепей по формуле $f=1/2\pi RC$. Для получения необходимого коэффициента усиления используются резисторы R3, R4 и R5. Для стабилизации амплитуды выходного сигнала применена лампа накаливания EL1. Амплитуда выходного сигнала 6 В при коэффициенте гармоник 0,001 %.

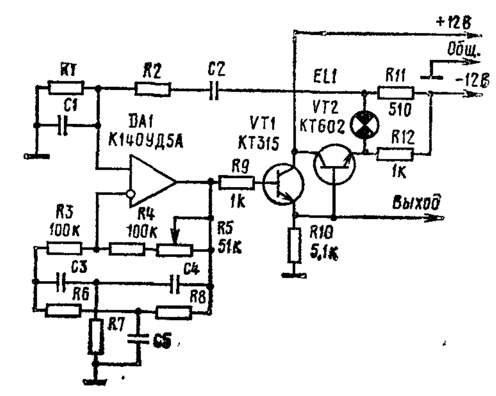


Рис. 7.30

**Генератор на RC цепи** (рис. 7.31, *а*). Это генератор гармонического сигнала. Частота его выходного сигнала определяется выражением

$$f_0=1/(2\pi\sqrt{R_1C_2[R_5C_3-R_2C_1]}).$$

С помощью конденсатора C1 можно изменять частоту в широких пределах. Закон изменения частоты показан

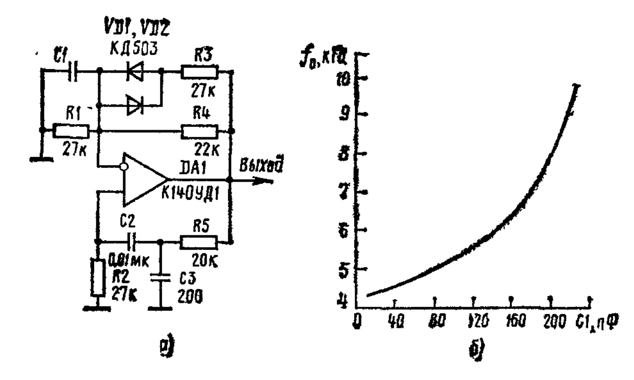


Рис. 7.31

на рис. 7.31, *б*. Цепь R4, VD1, VD2 обеспечивает быструю установку уровня выходного сигнала до амплитуды 2 В.

**Генератор с двумя обратными связями** (рис. 7.32, *а*). Одна ОС — положительная, частотозависимая — построе-

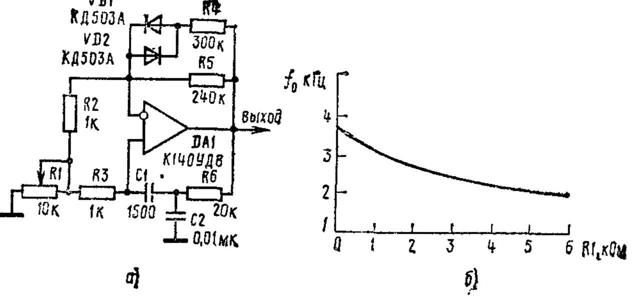


Рис. 7.32

на на элементах R1, R4, R6, C1, C2, а другая — на элементах R1, R2, R5. Резистор R1 является общим для обеих цепей ОС. Влияние элементов положительной ОС на частоту выходного сигнала определяет выражение $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{[R_1+R_4]R_6C_1C_2})$. На рис. 7.32, *б* показано изменение частоты выходного сигнала от сопротивления резистора R1.

**Двухкаскадный генератор сверхнизких частот** (рис. 7.33, *а*). Генератор вырабатывает гармонический сигнал частотой 0,01 Гц. Если положить $R_3/R_1 = K_1$ и $R_6/R_4 = K_2$,

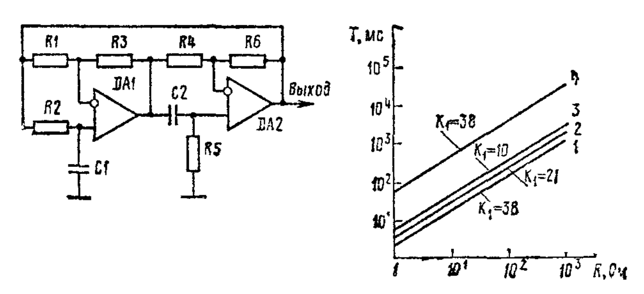



Рис 7.33

то частота выходного сигнала будет определяться выражением

$$\omega_0 = \sqrt{\left(\frac{K_1K_2 + 2K_2 + 1}{K_1K_2 + 2K_1 + 1}\right) \cdot \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}.$$

При $K_1K_2 = 1$ получим $\omega_0 = 1/\sqrt{K_1R_1R_2C_1C_2}$.

На рис. 7.33, *б* показаны экспериментально снятые характеристики зависимости $T = f(R)$ при $R = R_1 = R_4$ и $K_1K_2 = 1$. Зависимости 1, 2, 3 соответствуют $C_1 = C_2 = 0{,}01$ мкФ, а зависимость 4 — $C_1 = C_2 = 1$ мкФ.

**Мостовая схема генератора** (рис. 7.34). В основу генератора положен четырехплечий мост. При условии $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$ при $R_3 = R_4 = R_5$ частота гар-

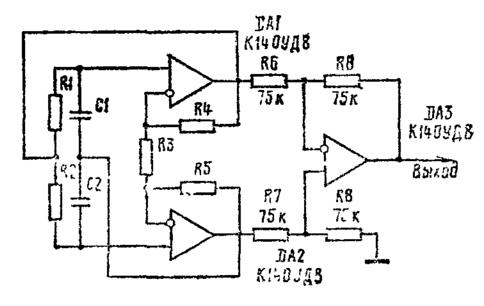



Рис 7.34

монического сигнала будет определяться выражением $\omega_0 = 1/(RC\sqrt{2})$. Для значений $R = 1$ кОм и $C = 0{,}1$ мкФ получим $f_0 = 1$ кГц. Амплитуду выходного сигнала устанавливают подборкой резистора R3

**Генератор с мостом Вина и фильтром** (рис. 7.35, *а*). Устройство состоит из генератора на ОУ DA1 и фильтра на ОУ DA2. Выходное напряжение перестраиваемого генератора с мостом Вина значительно изменяется при изменении частоты, однако используя стандартный активный фильтр, его можно стабилизировать с точностью ±0,2 дБ при изменении частоты на ±20 %. Частота сигнала генератора меняется от 48 до 74 Гц. Для стабилизации выходного напряжения частоту среза фильтра и его коэффициент затухания оптимизируют подборкой резисторов R9, R10 и R12. Коэффициент гармоник при этом уменьшается с 1 % без фильтра до 0,1 % с фильтром.

На рис. 7.35, *б* показаны: кривая 1 — изменение амплитуды выходного сигнала от частоты; кривая 2 — частотная характеристика фильтра; кривая 3 — результирующая АЧХ.

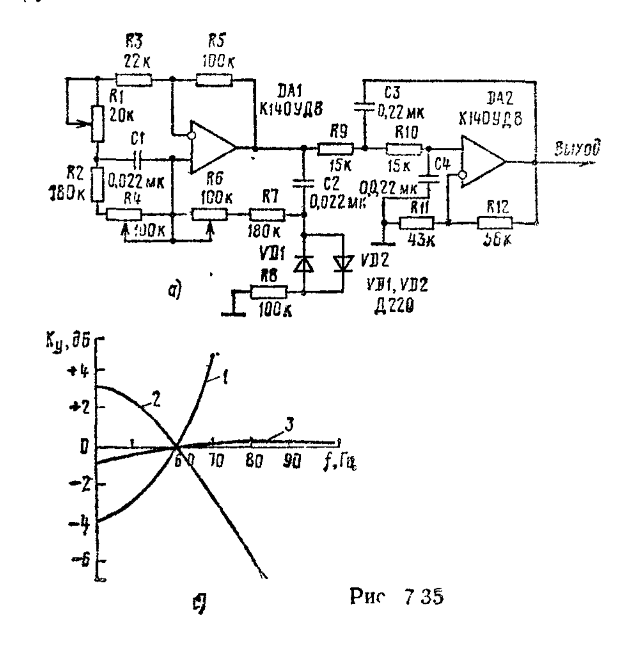



Рис 7.35

**Два перестраиваемых генератора** (рис. 7.36). Оба генератора, позволяющие менять частоту выходного сигнала регулировкой одного элемента, сходны по струк-

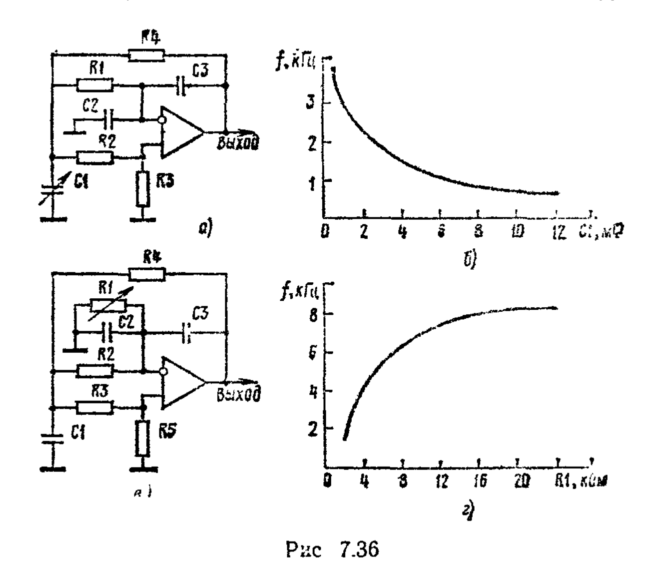



Рис 7.36

туре В первом генераторе (рис. 7.36, *а*) элементом перестройки служит конденсатор C2. Для возбуждения гармонического сигнала необходимо выполнить условие $R_2 = R_3$, $R_1 = R_4$, $C_2/C_3 = 2 + R_1/R_2$. Частоту рассчитывают по формуле

$$f_0 = \frac{1}{(2\pi R_1\sqrt{2C_1C_3})}.$$

На рис. 7.36, *б* показана зависимость частоты от емкости конденсатора C1 при условии $R_3 = R_5 = 250$ Ом; $R_2 = R_4 = 12$ кОм; $C_2 = 20$ нФ, $C_3 = 10$ нФ. Частота из-

меняется от 3 кГц до 900 Гц при коэффициенте гармоник менее 2 %:

Во втором генераторе (рис. 7.36, в) условием возбуждения является $C_2/C_3=2+R/(R_2C_5)=C_3$ и $R_2=R_4$. Частота сигнала определяется выражением

$$f_0 = \frac{\sqrt{1-\frac{R_2}{R_1}}}{2\sqrt{\frac{2\pi R_2}{C_1}}}.$$

График на рис. 7.36, г снят при следующих номиналах элементов: R3=R5=68 кОм, R2=R4=3,8 кОм, C1==C3=3,3 нФ, C2=6,8 нФ.

**Генератор с ограничителем (рис. 7.37).** Генератор гармонического сигнала собран на ОУ, в цепь отрицательной ОС которого включен двойной Т-фильтр. Амплитуда гармонического сигнала определяется напряжением стабилизации стабилитрона VD5, а частота — элементами фильтра $f=1/(2\pi RC)$. Переменным резистором R2 частоту можно менять с коэффициентом перекрытия равным: три — на низких частотах и десять — на высоких.

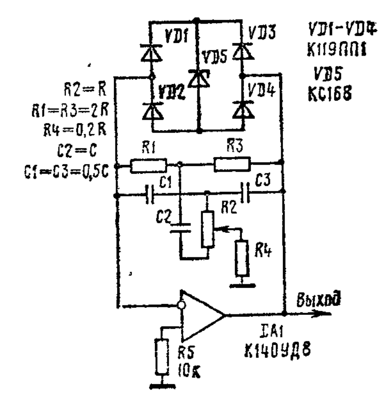



Рис. 7.37

**Формирователь гармонических колебаний (рис. 7.38).** На вход формирователя подают последовательность импульсов. Счетчик DD1 суммирует входные импульсы и на его выходе формирует сигнал, выражающий двоичное число. Этот сигнал логическими элементами преобразуется в кодовый, управляющий работой резисторной матрицы R7—R10. На выходе формируется гармонический сигнал, аппроксимированный ступенчатой функцией. Сигнал имеет длительность одной полуволны гармонического сигнала. Вторую полуволну формирует ОУ DA1. Для одной половины полуволны ОУ работает как неинвертирующий усилитель, а для другой половины как инвертирующий усилитель Усилителем управляет сигнал с выхода 8 счетчика DD1. Ступени выходного сигнала имеют следующие значения: X1=0,195; X2=0,555; X3=0,831; X4=0,981.

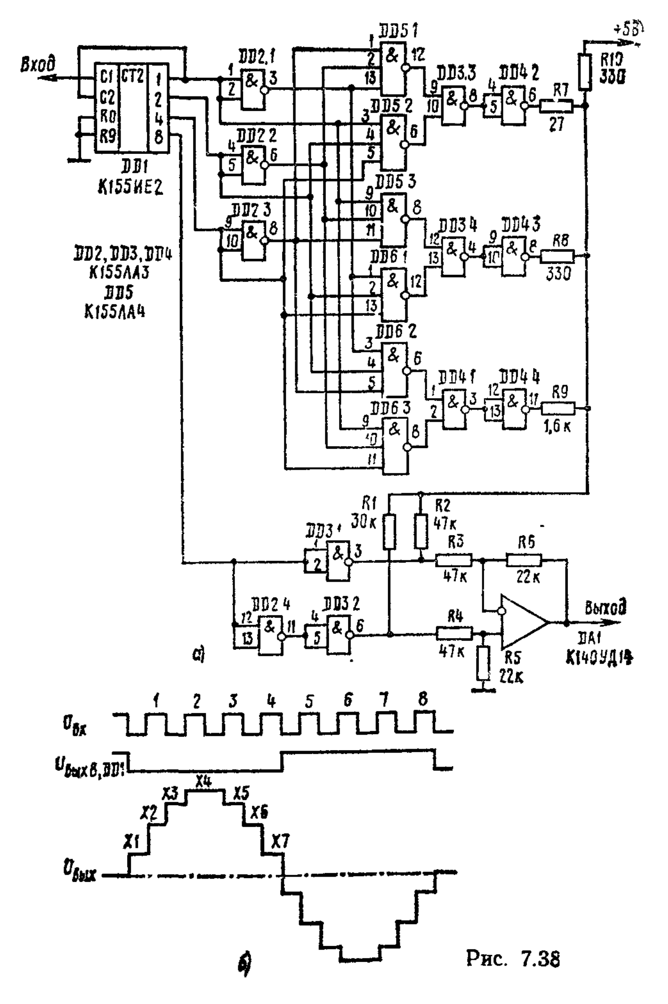



Рис. 7.38

# ИМПУЛЬСНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Импульсные генераторы — составная часть очень многих электронных устройств, причем доминирующее место они занимают в цифровых системах обработки сигналов. Импульсные генераторы строятся на различных элементах. Основным узлом генератора являются времязадающие цепи на элементах L, R, C. Пассивные элементы применяются в сочетании с активными. Учитывая паразитное влияние распределенных сопротивлений, индуктивностей и емкостей и разброс параметров электронных устройств, можно представить себе всю сложность расчета импульсных генераторов для использования в широком диапазоне частот.

Для упрощения инженерных расчетов параметров генераторов можно использовать приближенный метод представления сопротивлений реактивных элементов. Зависимость тока I, протекающего через емкость C, от приложенного напряжения U определяется выражением $I=C\frac{dU}{dt}$ или $\frac{dt}{C}=\frac{dU}{I}$. Обозначим $dU=Id R_C$, где $R_C$ — некоторое эквивалентное сопротивление емкости. Тогда $\frac{dt}{C}=dR_C$. Интегрируя, получим $R_C=t, C$.

Аналогичные преобразования проведем для индуктивности, исходя из выражения $U=L\frac{dI}{dt}$ или $\frac{dt}{L}=\frac{dI}{U}$. Обозначим $dI=Udq_L$, где $q_L$—некоторая эквивалентная проводимость индуктивности. Тогда $\frac{dt}{L}=dq_L$ или $q_L=\frac{t}{L}$, или $R_L=\frac{L}{t}$. В результате реак-

тивные элементы сводятся к некоторому активному аналогу. Теперь для расчета параметров сложной цепи, состоящей из множества элементов L и C, можно применять законы постоянного тока, а они, как известно, более доступны и просты.

Для наглядности приведенных преобразований рассмотрим простые и широко распространенные примеры. Начнем с подключения источника постоянного напря-

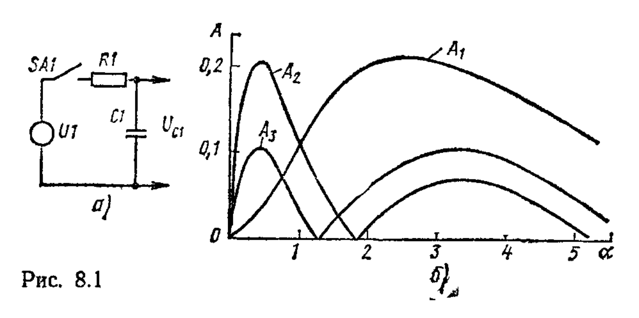



Рис. 8.1

жения к RC цепи (рис. 8.1,*а*). При замене емкости эквивалентным сопротивлением получим выражение для тока $I = \frac{U_1}{(R_1 + R_{C1})}$ и для напряжения $U_{C1} = \frac{U_1}{(1 + R_1/R_{C1})}$. Если учесть, что $R_{C1} = t/C_1$, то получим $U_{C1} = \frac{U_1}{(1 + R_1 C_1/t)}$; при $\tau_C = R_1 C_1$ имеем $U_{C1} = \frac{U_1}{(1 + \tau_C/t)}$. Здесь при $t = 0$, $U_{C1} = 0$ и при $t = \infty$ $U_{C1} = E$. Напряжение на конденсаторе изменяется по закону, близкому к экспоненциальному.

Теперь рассмотрим подключение к источнику напряжения RL цепи. Напряжение на индуктивности будет определяться выражением $U_L = \frac{U_1}{(1 + t/\tau_L)}$, где $\tau_L = L/R$. Если $t = 0$, то $U_L = E$, а при $t = \infty$ $U_L = 0$. Закон изменения этого напряжения близок к экспоненциальному: $\exp(-t/\tau) \approx \frac{1}{(1 + t/\tau)}$. Определим разность между этими выражениями $A_1 = \frac{1}{(1 + \alpha)} - \exp(-\alpha)$. График зависимости $A_1$ от $\alpha$ показан на рис. 8.1,*б*. Как видно из графика, максимум значения $A_1$ достигается при значениях $\alpha = 2...3$. Значение погрешности $A_1$ можно уменьшить, если ввести некоторый эмпирический коэффициент. На том же рисунке приведены кривые для функций $A_2 = \frac{1}{(1 + 2\alpha)} - \exp \times (-\alpha)$, $A_3 = \frac{1}{(1 + 3\alpha)} - \exp(-\alpha)$. Учитывая эти функции, можно значительно повысить точность инженерных расчетов.

## Транзисторные мультивибраторы

**Генератор на лавинном транзисторе с диодной нагрузкой** (рис. 8.2). Он построен на транзисторе, который работает в лавинном режиме. Генератор позволяет сформировать на выходе импульсный сигнал треугольной формы амплитудой 4 В с полной длительностью 1 нс. Такая форма обусловлена дифференцированием сигнала релаксатора. Роль дифференцирующего

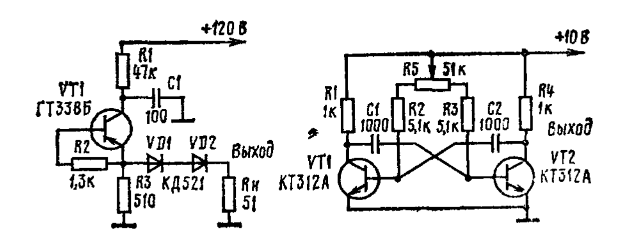



Рис. 8.2

Рис. 8.3

конденсатора играют два диода, на которые подается обратное напряжение смещения. В начале импульса емкость диодов велика и в нагрузку проходит часть его фронта, а затем емкость уменьшается и остальная часть импульса оказывается отсеченной.

**Генератор сигнала с регулируемой скважностью** (рис. 8.3). В основу генератора положен мультивибратор с базовыми задающими RC цепями. Период следования выходного импульсного сигнала определяется выражением $T = 0{,}7C[R_{б1} + R_{б2}]$, где $C = C1 = C2$ — конденсатор обратной связи; $R_{б1} + R_{б2}$ — общее сопротивление резисторов в цепи базы обоих транзисторов. Поскольку общее базовое сопротивление определяется резисторами R2+ +R3+R4, то переменным резистором R3 можно менять длительность открытого состояния каждого транзистора. Указанные на схеме номиналы элементов позволяют получить импульсный сигнал с периодом 20 мс, скважность меняется в пределах от 0,1 до 10.

**Генератор с динамической нагрузкой** (рис. 8.4). Для увеличения крутизны фронта импульсов мультивибратора в одно из плеч мультивибратора включена динами-

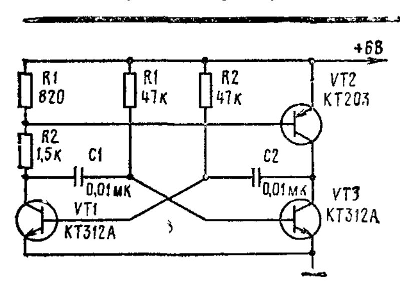



Рис. 8.4

ческая нагрузка. Когда транзистор VT2 закрыт, через резистор R3 ток не протекает. Поэтому закрыт и транзистор VT1. В цепь коллектора транзистора VT2 включен резистор с большим сопротивлением. После того как произойдет переключение транзисторов VT2 и VT3, откроется транзистор VT1. В цепь коллектора транзистора VT2 включится сопротивление открытого транзистора VT1. Напряжение на коллекторе транзистора VT2 станет близко к напряжению питания. Конденсатор C1 будет заряжаться через открытый транзистор VT1. По этой причине фронт импульса мультивибратора будет значительно короче.

**Мультивибратор с переключающим транзистором** (рис. 8.5,*а*). Он позволяет одновременно получать сигналы разной формы. В некоторый момент транзистор VT2 открыт. Конденсатор C2 заряжен. Транзистор VT1 закрыт, а VT3 — открыт. Конденсатор C2 разряжается через резистор R3, а C1 заряжается через R1. Когда напряжение на конденсаторе C2 почти достигнет нуля, транзистор VT1 открывается, а VT2 лавинообразно закрывается. С этого момента начинает закрываться транзистор VT3, ток через резистор R1 уменьшается. Конденсатор C1 входит в цепь отрицательной ОС для транзистора VT3. В результате на резисторе R1 будет линейно-изменяющееся падение напряжения. Поскольку

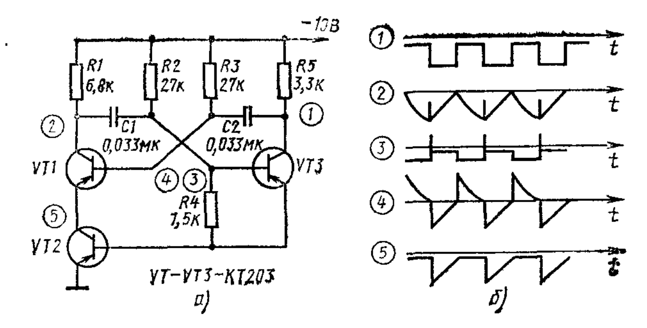



Рис. 8.5

через цепь C2, R5 протекает постоянный ток, затягивание спада импульса отсутствует.

По мере разрядки конденсатора C1 увеличивается напряжение на коллекторе транзистора VT3, и он переходит в насыщение. Петля отрицательной ОС разрывается и развивается лавинообразный процесс, приводящий устройство в исходное состояние.

Эпюры напряжения в указанных точках мультивибратора приведены на рис. 8.5, *б*.

**Мультивибраторы с эмиттерной нагрузкой** (рис. 8.6). В мультивибраторе на рис. 8.6, *а* сигнал снимают с эмиттерных резисторов. Сигнал не имеет обычного затя-

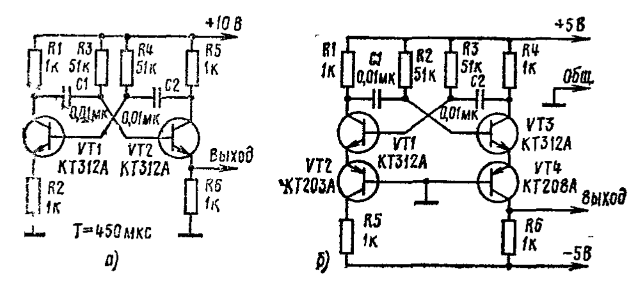



Рис 8 6

гивания спада выходного импульса Амплитуда выходного сигнала равна 5 В. У мультивибратора на рис. 8.6, *а* импульсы имеют положительную полярность. В мультивибраторе на рис. 8.6, *б* — импульсы отрицательны Длительность фронта и спада может быть менее 1 мкс. Период следования импульсов равен 450 мкс

**Мультивибратор с разделенной нагрузкой** (рис 8.7). Он собран по классической схеме с динамической на-

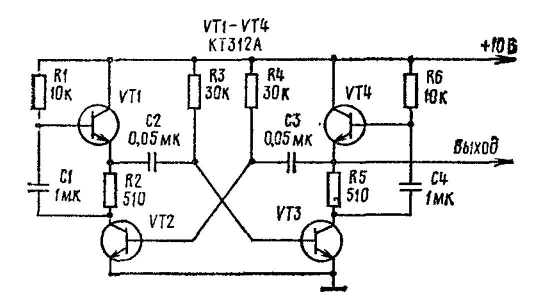



Рис 8.7

грузкой в цепи коллектора транзисторов VT2, VT3. Нагрузкой их служат транзисторы VT1 и VT4. Длительность фронта и спада выходных импульсов около 2... ...3 мкс при сопротивлении нагрузки до 200 Ом. Улучшение фронта выходного сигнала достигнуто введением ОС через конденсаторы C1 и C4. Когда, например, транзистор VT2 открывается, то отрицательный перепад напряжения передается на базу транзистора VT1 и транзистор закрывается. Происходит резкое изменение напряжения эмиттера транзистора VT1. При закрывании транзистора VT2 положительный перепад напряжения в коллекторе этого транзистора будет открывать транзистор VT1. На эмиттере транзистора VT1 быстро увеличивается положительное напряжение из-за малого внутреннего сопротивления эмиттерного повторителя Частоту выходного сигнала определяет выражение $T \approx 1{,}5R_3C_2$ (при $R_3C_2 = R_4C_3$).

В мультивибраторе можно применить микросборку транзисторов К198НТ3.

**Мультивибратор с низкоомным выходом** (рис. 8.8). В основу генератора положен мультивибратор, в котором ОС через конденсаторы C2 и C1 снимается с эмит-

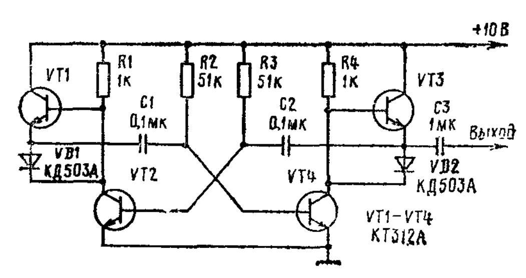



Рис. 8.8

теров транзисторов VT1 и VT3. Когда транзистор VT2 закрыт, положительное напряжение с его коллектора передается через открытый транзистор VT1, обеспечивающий малое выходное сопротивление. Фронт импульса имеет большую крутизну, определяемую частотными свойствами транзистора VT2. Положительный сигнал с эмиттера транзистора VT1 передается через конденсатор C1 на выход 1. Конденсатор C1 разряжается через диод VD1 и транзистор VT2. Цепь разрядки имеет малое сопротивление.

Амплитуда выходного сигнала равна половине напряжения источника питания. Частота следования определяется постоянной времени цепей R2 C1 и R3 C2. Вместо отдельных транзисторов можно применить микросборку транзисторов К198НТ3

**Генератор с регулируемой формой сигнала** (рис. 8.9). Он формирует сигнал различной формы. Основой его служит мультивибратор, частоту которого регулируют переменным резистором R3, а скважность импульсов —

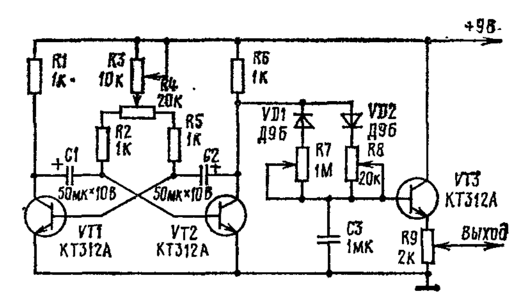



Рис. 8.9

переменным резистором R4. Выходной сигнал мультивибратора через диоды VD1 и VD2 поступает на конденсатор C3. Переменным резистором R8 можно регулировать скорость увеличения напряжения на конденсаторе C3, а R7 — скорость уменьшения. Таким обра-

зом регулируют длительность фронта и спада импульса. Амплитуду выходного сигнала устанавливают переменным резистором R9.

**Генератор пачек импульсов** (рис. 8.10). Он построен на двух мультивибраторах. Мультивибратор на транзисторах VT1 и VT2 имеет частоту следования импульсов в

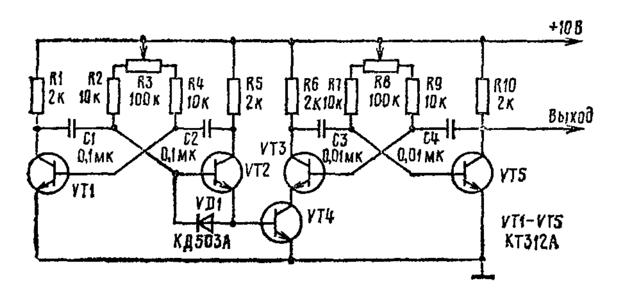



Рис. 8.10

10 раз ниже частоты следования импульсов второго мультивибратора, построенного на транзисторах VT3 и VT5. Первый мультивибратор работает независимо, а работой второго управляет первый посредством транзистора VT4. Когда транзистор VT2 открыт, транзистор VT4 также открыт. В этом случае во втором мультивибраторе возникают колебания. При закрытом транзисторе VT4 второй мультивибратор не работает.

Частота первого мультивибратора равна 100 Гц, второго — 1000 Гц. Переменным резистором R3 можно менять скважность выходного сигнала первого мультивибратора (или длительность пачки импульсов), а переменным резистором R8 — скважность сигнала второго мультивибратора.

## Генераторы на микросхемах

**Регулируемый генератор** (рис. 8.11). Он формирует прямоугольные импульсы, у которых можно менять как длительность, так и период следования. Частота повторения генератора определяется выражением

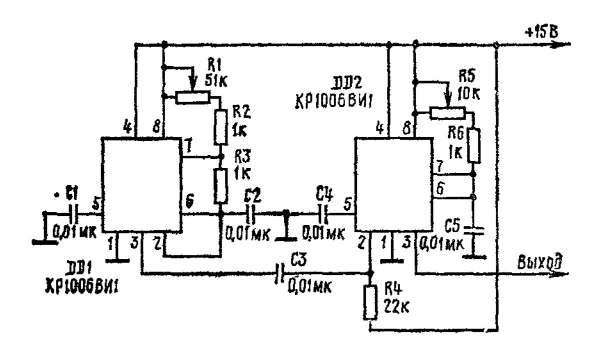



Рис. 8.11

$T=0{,}69(R_1+R_2+R_3)C_2$ Ее регулируют переменным резистором R1. Длительность импульса определяется выражением $\tau=0{,}69(R_6+R_5)C_5$.

**Импульсный генератор на двух микросхемах** (рис. 8.12). Микросхема DD1 состоит из шести инверторов с открытым коллектором, а микросхема DD2 из двух логических элементов 4И-НЕ и магистрального усилителя. Частота выходного сигнала генератора задана конденсаторами C3 и C4 В положении 1 переключателя SA1 генератор формирует сигнал частотой 150 кГц и длительностью импульса 3,5 мкс, а в положении 2 — частотой 2,8 МГц и длительностью 200 нс. Длительность

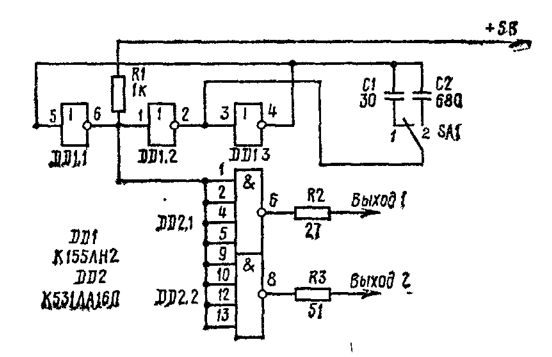



Рис. 8.12

фронта равна 5 нс. Выходное напряжение на нагрузках сопротивлением 50 и 75 Ом составляет 2 В.

**Импульсный генератор с линейной частотной характеристикой** (рис. 8.13, *а*). Конденсатор C1, определяющий частоту следования выходных импульсов, заряжается от генератора тока на транзисторе VT4. Напряжение на конденсаторе меняется от четверти до половины напряжения на выводах 4 и 8 Зарядный ток определяется резистором R4 и падением напряжения на транзисторах VT1 и VT2.

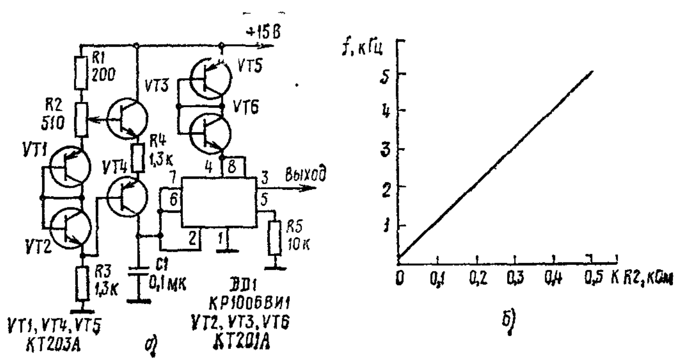



Рис. 8.13

Транзисторы VT1, VT2, включенные диодами, увеличивают температурную стабильность параметров выходного сигнала. Частоту выходного сигнала описывает выражение $f=4KR_2/[CR_4(R_1+R_2+R_3)]$, где K — нижняя часть резистора R2 (см. рис 8.13, *б*).

**Генератор дискретных сигналов** (рис. 8.14). Он позволяет получить сигналы прямоугольной формы с выхода 1 и пилообразной — с выхода 2. Плавно регулируют частоту выходного сигнала переменным резистором R1, а ступенчато — переключателем SA1.

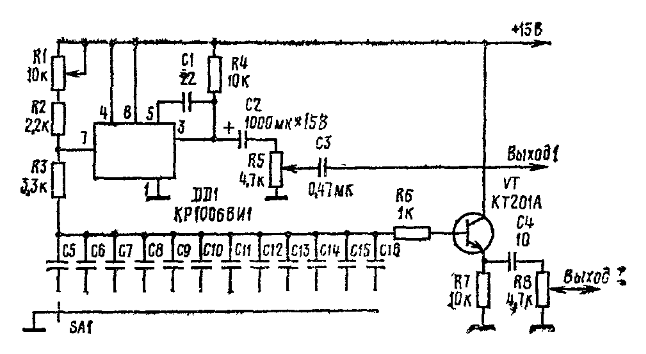



Рис. 8.14

Конденсатору C5 = 10 мкФ соответствуют частоты 7...10 Гц, C6 = 7 мкФ — 13...25 Гц, C7 = 4,7 мкФ — 20...40 Гц, C8 = 2,2 мкФ — 40...80 Гц; C9 = 1,0 мкФ — 90...190 Гц, C10 = 0,47 мкФ — 210...460 Гц, C11 = 0,33 мкФ — 300 560 Гц, C12 = 0,22 мкФ — 530...900 Гц, C13 = 0,1 — 900...1700 Гц, C14 = 47 нФ — 1,7...3 кГц, C15 = 33 нФ — 3...11 кГц, C16 = 10 нФ — 8...16 кГц.

**Импульсный генератор инфранизкой частоты** (рис. 8.15). Работа генератора основана на зарядке конденсатора импульсным сигналом (рис. 8.15). Этот сигнал

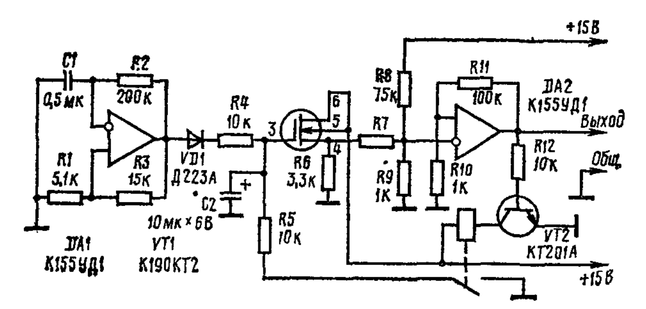



Рис. 8.15

формирует мультивибратор на ОУ DA1. Частота прямоугольных импульсов определяется номиналами элементов R2 и C1. Прямоугольные импульсы, пройдя через диод VD1, заряжают конденсатор C2. По мере накопления заряда на конденсаторе C2 закрывается полевой транзистор VT1. Изменение напряжения на истоке транзистора приводит к переключению компаратора на ОУ DA2. Сигнал на выходе ОУ DA2 меняет полярность с отрицательной на положительную, поэтому открывается транзистор VT2 и срабатывает реле K1. Контакты реле K1.1 замыкаются и начинается процесс разрядки конденсатора C2 через резистор R5. Время разрядки зависит от номиналов резистора R5 и конденсатора C2. Когда напряжение на конденсаторе C2 уменьшится настолько, что откроется транзистор VT1, компаратор возвращается в исходное состояние и вновь начинается процесс зарядки.

Генератор позволяет в широких пределах регулировать период импульсов на выходе. При изменении сопротивления резистора R1 от 10 до 200 кОм период изменяется от 5 до 60 с. Для увеличения периода целесообразно заменить резистор R4 на другой, большего сопротивления. Нестабильность срабатывания составляет ±10 %.

**Инфранизкочастотный генератор** (рис. 8.16, *а*). В момент включения генератора перепад напряжения на коллекторе транзистора VT2 передается на затвор полевого транзистора VT1. Начинается процесс зарядки конденсатора C1. По мере его зарядки напряжение на коллекторе транзистора VT2 будет уменьшаться. Наступит момент, когда полевой транзистор выйдет из насыщения и уменьшит базовый ток тразистора VT2. Скорость

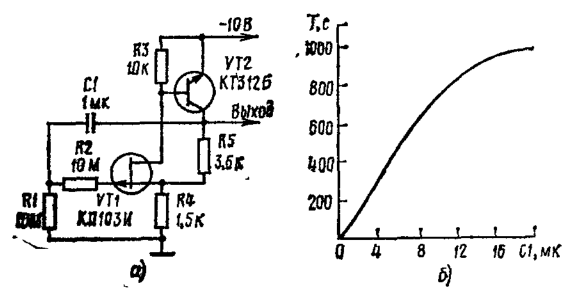



Рис. 8.16

зарядки конденсатора C1 резко уменьшится. В итоге транзистор VT1 закроется и вслед за ним закроется транзистор VT2. Теперь начинается процесс разрядки конденсатора C1 через резистор R3. Положительное напряжение на конденсаторе поддерживает закрытым транзистор VT1 и остается в этом состоянии до полной разрядки конденсатора.

Период следования импульсов меняется на 1,5 % (для T = 600 с) при изменении питания на 11 %. Для температуры от +20 до + 50 °C период меняется с коэффициентом 0,07 %/°C (рис. 8.16, *б*).

**Генератор пилообразного сигнала со стабилизацией** (рис. 8.17). Он обеспечивает 1 % нелинейности пилообразного сигнала с амплитудой 3,3 В.

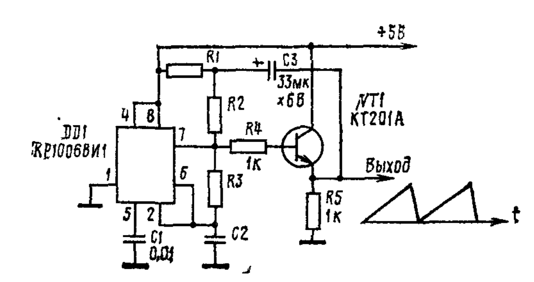



Рис. 8.17

Выходная ступень на транзисторе VT1 уменьшает выходное сопротивление генератора и осуществляет полную развязку нагрузки от времязадающих цепей При объединении выводов 2 и 6 микросхемы мультивибратор работает в автономном режиме. Конденсатор C2 заряжается через резисторы R1—R3. Обратная связь через конденсатор C2 устанавливает постоянный ток зарядки. Когда линейно увеличивающееся напряжение на выводе 6 достигнет 3,3 В, внутренний компаратор микросхемы переключит триггер. В результате конденсатор C2 начнет разряжаться через резистор R3, который формирует время обратного хода пилообразного сигнала. Резистор R4 служит для подавления паразитных выбросов напряжения на базе транзистора VT1.

Номиналы элементов и частота выходного сигнала связаны между собой следующими соотношениями: R1 = R2, R2 ⩾ 10R5, R3C1 ⩾ $5 \cdot 10^{-6}$ с, R4 = 1 кОм, R5 ⩾ 100 Ом, R1C3 ⩾ 10R2C2, $f = 1/\{C2[0,75(R+R)+0,693R]\}$. Для R3 = 5,1 кОм, R1 = R2 = 10 кОм и C2 = 1 нФ f = 50 кГц; для R3 = 510 Ом; R1 = R2 = 100 кОм и C2 = 0,01 мкФ f = 667 Гц; для R3 = 51 Ом; R1 = R2 = 1 МОм и C2 = 0,1 мкФ f = 6,9 Гц.

**Генератор сигнала треугольной формы** (рис. 8.18, *а*). Сигнал треугольной формы формируется генератором при зарядке и разрядке конденсатора C1. Транзисторы VT2 и VT3 и стабилитроны VD2 и VD3 играют роль

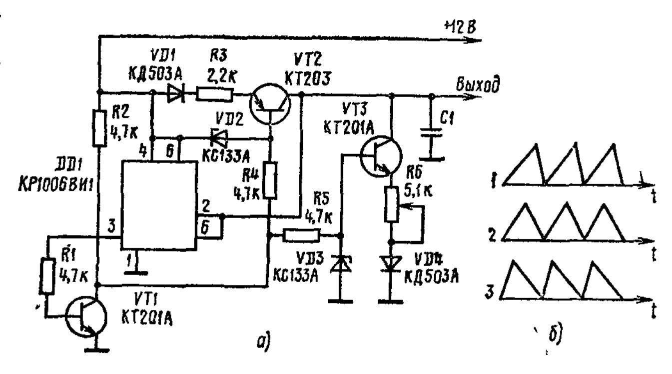



Рис. 8.18

коммутируемых источников тока. Когда транзистор VT1 открыт и напряжение на его коллекторе близко к нулю, включается источник тока на транзисторе VT2 и конденсатор заряжается его током. Напряжение на конденсаторе линейно увеличивается. Выходное напряжение увеличивается до 8 В, после чего микросхема DD1 переключается. Напряжение на коллекторе транзистора VT1 становится близким к источнику питания. В результате транзистор VT2 закрывается, а транзистор VT3 открывается. Конденсатор начинает разряжаться через транзистор VT3. Напряжение на конденсаторе линейно уменьшается. Когда это напряжение станет равным 4 В, микросхема переключится в исходное состояние и цикл повторится.

В зависимости от соотношения сопротивления резисторов R3 и R6 форма выходного сигнала будет меняться (рис. 8.18, *б*): при R3>R6 — форма сигнала 1; при R3=R6 — форма сигнала 2; при R3<R6 — форма сигнала 3. При типономиналах элементов, указанных на схеме, частота повторения симметричного треугольного напряжения равна f=75/C1 (где f — в герцах: C1 — в микрофарадах). Генератор может работать на частоте до 100 кГц.

**Широтноимпульсный модулятор на одновибраторе** (рис. 8.19). Он состоит из задающего генератора на микросхеме DD1, счетчика DD3, коммутатора на микросхемах DD4, DD5, выходного формирователя на микросхеме DD2. Положительные импульсы задающего генератора поступают на счетчик DD2. Одновременно запускается формирователь выходного сигнала. Длительность выходного сигнала определяет резистор, который подключен к формирователю DD6 через аналоговый коммутатор DD4, DD5. В зависимости от состояния счетчика подключается тот или иной резистор из набора R5=R11. Когда счетчик достигает состояния 7, он возвращается в исходное (нулевое) состояние. Сигнал с выхода 11 счетчика DD3 открывает транзистор VT1 и удлиняет выходной импульс микросхемы DD1. Этот расширенный импульс является признаком начала серии широтно-модулированных импульсных сигналов.

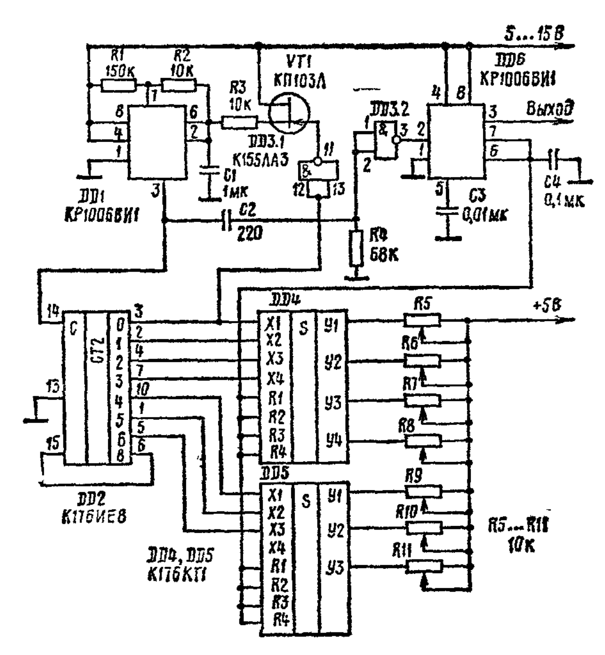



Рис. 8.19

При указанных на схеме номиналах элементов устройство формирует выходной сигнал частотой 40 Гц.

## Формирующие генераторы

**Формирователь ступенчатого напряжения** (рис. 8.20 *а*). Он состоит из счетчика импульсов на микросхеме DD1, инверторов DD2.1—DD2.4 и суммирующего усилителя на ОУ DA1. На вход подают последовательность импульсов. На выходе счетчика формируется кодовый сигнал двоичного числа, который резисторная матрица R1—R4 и ОУ DA1 преобразует в аналоговый сигнал. На выходе ОУ образуется периодический сигнал ступенчатого вида. Число градаций сигнала 16 (рис. 8.20, *б*). Амплитуда равна 3 В. Переменным резистором R5 можно перемещать ступенчатый сигнал относительно постоянной составляющей.

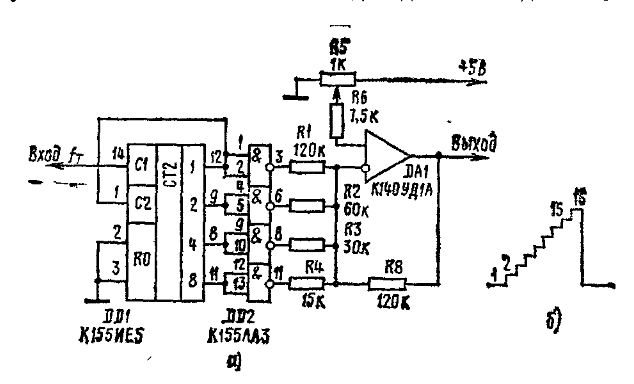



Рис. 8.20

Максимальная рабочая частота формирователя равна нескольким десяткам килогерц. Она ограничена в основном частотными свойствами ОУ. Для получения на выходе сигнала частотой в сотни килогерц необходимо вместо ОУ применить усилитель на транзисторе, включенном по схеме с общей базой.

**Генератор сигналов с управляемой фазой** (рис. 8.21). Он формирует сигналы прямоугольной и треугольной формы с управляемой в пределах от 0 до 180° фазой. Усилители DA1—DA4 выполняют функции генератора квадратурных сигналов. На выходе 1 существует сигнал прямоугольной формы, а на выходе 2 той же формы, но

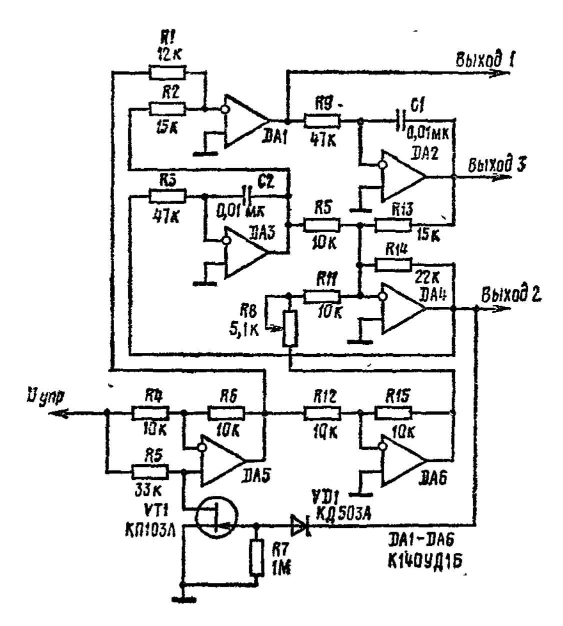



Рис. 8.21

сдвинутый на 90°. С выхода 3 снимают сигнал треугольной формы, а с выхода 4 — сдвинутый сигнал той же формы. Операционные усилители DA5 и DA6 выполняют функции регулятора фазы. Усилитель DA4 и транзистор VT1 управляют полярностью коэффициента усиления ОУ DA5 — изменяют его с +1 на —1.

При поступлении на вход управляющего напряжения происходит процесс раннего или позднего переключения усилителя. Это приводит к опережению или затягиванию переключающих фронтов и спадов импульсов в усилителе DA1, соответствующих фронту и спаду прямоугольного сигнала на выходе 2. В результате выходные сигналы ОУ DA1 и DA3 опережают соответствующие сигналы на выходах ОУ DA2 и DA4 на значение, которое практически линейно зависит от управляющего напряжения. Выходной сигнал ОУ DA5 поступает на инвертирующий усилитель на ОУ DA6, выход которого в свою очередь соединен через переменный резистор R8 со входом ОУ DA4. Этот переменный резистор, компенсирующий рассогласование компонентов, включен таким образом, что он не влияет на сигналы, формируемые ОУ DA3 и DA4.

Частоту генерируемых сигналов определяют выражением $f = R_{14}/(4R_{10}C_1R)$, где $R_3 = R_9 = R$. Зависимость фазового сдвига от управляющего напряжения соответствует выражению

$$\varphi = 90^\circ \left[ \frac{U_{упр} R_{14} R_{13}}{[U_{обр} R_{10} (R_{11} + R_8)]} - 1 \right],$$

где $U_{обр}$ — образцовое напряжение, меньшее питающего напряжения на 0,7 В; $U_{упр} = 0—U_п$.

**Стробируемый генератор** (рис. 8.22). Это генератор, запускаемый передним фронтом управляющего импульса и формирующий целое число периодов. Последний период всегда завершается полностью, благодаря чему на

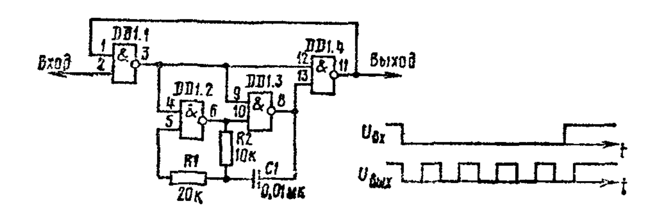



Рис 8.22

выходе генератора отсутствуют гармоники высших порядков. Частота сигнала генератора, собранного на элементах DD1.2 и DD1.3, регулируется в пределах от 4 до 25 кГц.

С приходом сигнала на вход элемента DD1.1 разрешающий уровень подается на остальные три элемента. Перепад на выходе элемента DD1.4 формируется одновременно с фильтром управляющего импульса. Для устранения неполного формирования последнего периода выходной сигнал подается на вход элемента DD1.1. Если управляющий импульс заканчивается при напряжении низкого уровня на выходе элемента DD1.4, то выходное напряжение элемента DD1.1 сохраняется неизменным и генератор продолжает работать до окончания периода. Когда в конце периода выходное напряжение элемента DD1.4 становится высоким, элемент DD1.1 выключается и генерация прекращается.

## Таймеры

Регистр К1804ИР1 (рис 8.23, *а*) Регистр состоит из четырех D-триггеров. У регистра четыре прямых выхода и четыре управляемых с тремя состояниями. Функциональная схема регистра показана на рис. 8.23, *б*.

Рис. 8.23

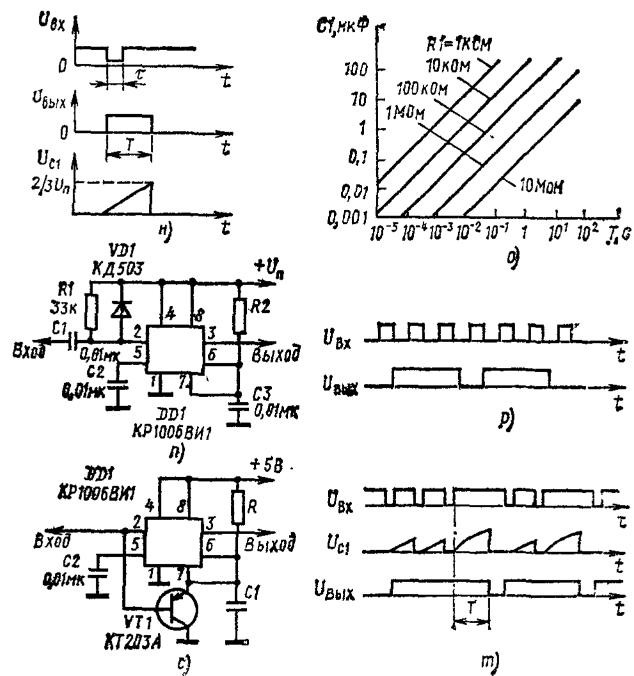



Рис. 8.24

Основные параметры регистра: напряжение питания 5 В±5 % (+«Uп»—выв. 16; «Общ.»—выв. 8); потребляемый ток 150 мА; выходное напряжение сигнала 0 0,5 В, сигнала 1 3,4 В; входное напряжение сигнала 0 0,8 В, сигнала 1 2 В; входной ток сигнала 0 —2 мА, сигнала 1 0,05 мА; минимальная длительность тактового импульса 7 нс; период тактовых импульсов 16 нс; время задержки распространения входных сигналов от входа Т к выходам 6 нс, от входа ОЕ к управляемому выходу 12 нс; время установки сигнала на информационных входах 5 нс; время удержания сигнала на информационных входах 5нс; максимальная частота тактовых сигналов 100 МГц.

При напряжении низкого уровня на входе ОЕ разрешается вывод данных из регистра на управляемые выходы, а при напряжении высокого уровня — управляемые выходы отключаются и на них устанавливается напряжение высокого уровня. Запись данных в регистры микросхемы происходит по фронту тактового импульса, т. е. по положительному перепаду напряжения.

Регистр обладает возможностью наращивания для получения регистров любой разрядности. Восьмиразрядный регистр, полученный путем соединения двух микросхем К1804ИР1, показан на рис. 8.23, *в*. Два четырехразрядных регистра можно использовать как двунаправленный интерфейс (рис. 8.23, *г*). Данные из шины А поступают в DD1 и передаются на шину А. На вход регистра DD2 поступают данные из шины А и передаются в шину В. Сигналы разрешения управляемых выходов используются для установки выходов любого из регистров в состояние высокого уровня 1. Содержимым каждого регистра можно непрерывно пользоваться через выходы N и M. При напряжении низкого уровня на входе ОЕ информация передается на соответствующую шину и она может быть записана в соседний регистр при поступлении на его вход тактового сигнала.

Применение регистра в качестве преобразователя восьмиразрядного последовательного кода в параллельный показано на рис. 8.23, *д*.

**Таймер КР1006ВИ1** (рис. 8.24, *а*). Он предназначен для использования в качестве генератора и формиро-

вателя импульсных сигналов. Функциональная схема таймера приведена на рис 8.24, *б*.

Основные параметры таймера: напряжение питания 5...18 В; потребляемый ток при $U_п=5$ В составляет 5 мА, при $U_п=15$ В — 12 мА; точность установки периода следования импульсных сигналов 1 %; температурная стабильность периода следования импульсных сигналов 0,5 %/°С; зависимость периода следования импульсных сигналов от напряжения питания 0,01 %/В; порог переключения таймера при $U_п=5$ В равен 1,67 В, для $U_п=15$ В — 5 В; входной ток переключения 0,5 мкА; напряжение возврата в исходное состояние 0,7 В; ток возврата в исходное состояние 0,1 мА; пороговый ток включения, определяющий номинал внешнего резистора времязадающей цепи 0,1 ... 0,25 мкА; уровень напряжения срабатывания при $U_п=15$ В равен 10 В; при $U_п=5$ В — 3,33 В; время фронта выходного импульсного сигнала 100 нс, время спада 100 нс.

Входные дифференциальные усилители построены на транзисторах VT2, VT3, VT6, VT8 и VT10 — VT13 Выходной сигнал усилителя VT2, VT3 подведен к входу дополнительного дифференциального усилителя на транзисторах VT4 и VT5, а с него сигнал поступает на суммирующий транзистор VT14. На базу этого транзистора подается выходной сигнал второго входного дифференциального усилителя. С коллектора транзистора VT14 сигнал поступает на вход триггера, образованного транзисторами VT15 и VT17 Управляют триггером транзисторы VT15 и VT16. Выходной сигнал триггера усиливается (VT18) и поступает на выходной эмиттерный повторитель на транзисторах VT20, VT21 и VT23.

На рис. 8 24, *в* показана зависимость потребляемого тока от напряжения питания при различных значениях температуры корпуса. Изменение относительной длительности выходного импульса от питающего напряжения и от температуры среды показано на рис. 8.24, *г*, *д* соответственно. Падение напряжения на таймере от выходного тока представлено на рис. 8.24, *е*.

На рис. 8.24, *ж* показана схема генератора импульсов, а на рис. 8.24, *з* — форма сигналов на конденсаторе C1 и на выходе. Основные параметры выходного сигнала определяются выражениями $T_1=0{,}69(R1+R2)C1$ и $T_2=0{,}69R2C1$. Для $R1=R2=1$ кОм и $C1=0{,}015$ мкФ частота следования импульсов равна 32 кГц. Отношение $T_1/T_2=1-R2/(R1+2R2)$. Задавая резистором R1+R2 различные сопротивления, получим графики, приведенные на рис. 8.24, *и*.

Использование таймера в режиме преобразователя напряжения показано на рис. 8.24, *к*. На выходе микросхемы устанавливается импульсное напряжение частотой 2 кГц по форме, близкое к меандру. С помощью диодно-конденсаторного удвоителя напряжения на выходе формируется отрицательное напряжение, близкое к питающему. Напряжение $U_п$ может составлять 5 ... 15 В.

На рис. 8.24, *л* показана схема генератора, которая по функциональным характеристикам близка к схеме на рис. 8.24, *к*. С учетом падения напряжения на диоде $U_д$ длительность $T_1$ будет равна: $T_1=R_1C_1\ln\dfrac{2U_п-3U_д}{U_п-3U_д}$, $T_2=0{,}69R_2C_1$. Нестабильность длительности $T_1$ в зависимости от нестабильности питающего напряжения определяется выражением

$$\Delta T_1=-\frac{0{,}9\,R_1C_1}{U_п^2-2{,}7U_п}\,\Delta U_п.$$

Наряду с автоколебательным режимом работы таймера, он с успехом может быть применен как одновибратор для формирователя импульсов заданной длительности (рис.8.24, *м*), который по входному сигналу формирует на выходе импульс длительностью $T\approx 1{,}1R_1C_1$ (рис. 8.24, *н*). Эта зависимость показана на рис. 8.24, *о* для различных значений $R_1$.

На рис. 8.24, *п* показана схема делителя на три частоты импульсного сигнала, а на рис. 8.24, *р* — форма его входного и выходного сигналов. Устройство по схеме на рис. 8 24, *с* выполняет функции индикатора нерегулярности следования входного сигнала. На рис. 8.24, *т* приведены формы его входного и выходного сигналов и форма напряжения на конденсаторе C1.

**Индикаторы длительности импульса** (рис. 8.25). Они фиксируют импульсы заданной длительности. Положительный фронт входного сигнала, усиленного ступенью

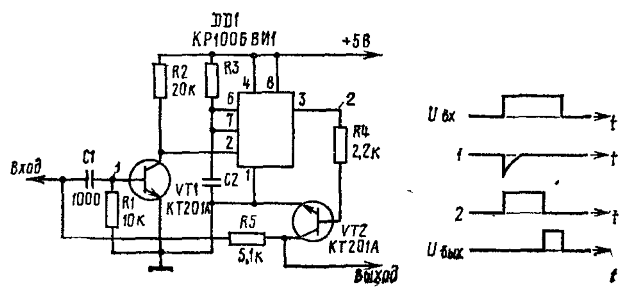



Рис. 8.25

на транзисторе VT1 (рис. 8.25, *а*), запускает таймер DD1. Длительность выходного сигнала равна $\tau=1{,}1\,R_3C_2$. Этот импульс открывает транзистор VT2, который блокирует выход. Прохождение входного сигнала на выход будет заблокировано. Та часть входного импульса, которая не совпадает с длительностью импульса микросхемы, будет передана на выход.

**Ждущий мультивибратор К155АГ1** (рис. 8.26). Условное обозначение микросхемы показано на рис. 8.26, *а*. Мультивибратор запускается фронтом или спадом входного импульса. После запуска входной сигнал не оказывает влияния на работу мультивибратора. Длительность выходных импульсов зависит от параметров времязадающей RC цепи, подключаемой к входам R и C, и может изменяться в широких пределах: $\tau=0{,}7R_1C_1$, где $R_1=2 ... 40$ кОм, $C_1=0 ... 1000$ пФ, а $\tau$ выражается в наносекундах.

В мультивибраторе между выводами 9 и 11 имеется сопротивление $R_i=2$ кОм, которое может быть использовано для установки длительности выходных импульсов. Возможны несколько вариантов образования времязадающих цепей: 1 — без внешнего резистора (вывод 9 подключают к плюсовому выводу источника питания); 2 — внутреннее сопротивление с внешним резистором (его подключают между выводом 9 и плюсовым выводом источника питания); 3 — только внешний резистор (его включают между выводом 11 и плюсовым выводом источника питания). Без внешних RC элементов длительность выходного импульса равна 30 нс.

Вход В — это вход внутреннего триггера Шмитта, который используют для запуска мультивибратора сигналами с пологим фронтом и спадом. Если напряжение на входе В станет больше порога включения, то мультивибратор будет запущен на время, определяемое параметрами RC цепи. Новый запуск произойдет, если напряжение на входе станет меньше порога выключения и затем вновь превысит его. Напряжение порога включения 1,55 В, а выключения 1,35 В.

Схема включения ждущего мультивибратора показана на рис. 8.26, *б*, а на рис. 8.26, *в* — форма сигналов в некоторых точках. Длительность выходного импульса определяется $\tau=0{,}7$ RC. Емкость конденсатора C1 можно менять от 10 пФ до 10 мкФ, а $R_1=2 .. 40$ кОм. В результате действия входного им-

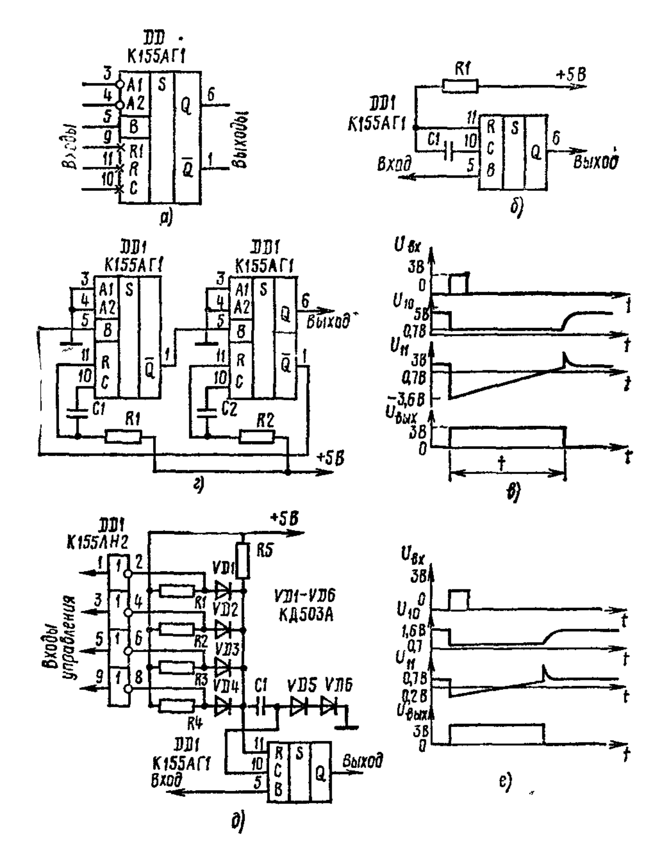



Рис 8.26

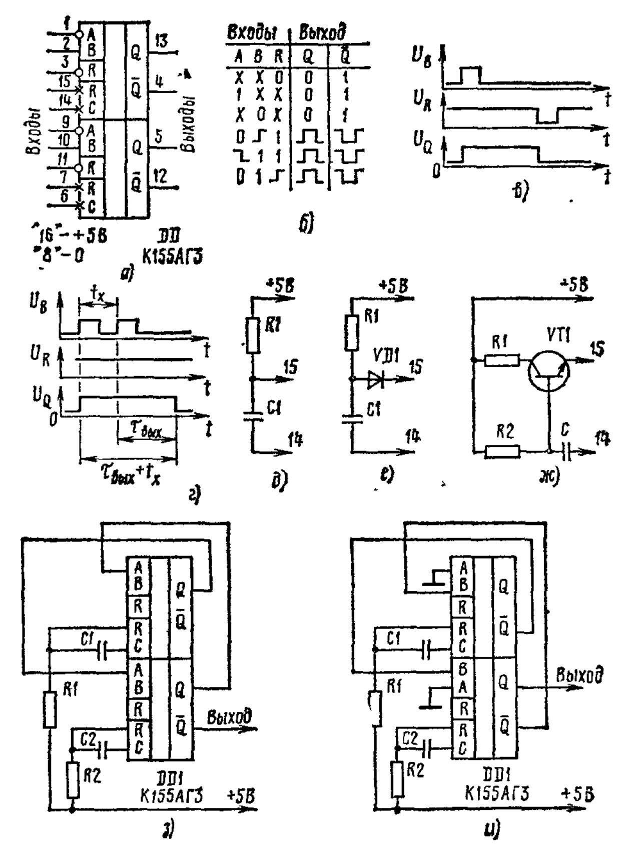



Рис. 8.27

пульса напряжение на входе (вывод 10) становится равным 0,7 В, а на выходе (вывод 11) напряжение изменяется от 0,7 до —3,6 В. Схема включения ждущего мультивибратора в генератор с взаимным запуском показана на рис. 8.26, *г*. Период выходного сигнала генератора определяется выражением

$T=0,7R_1C_1+0,7R_2C_2$.

Для управления длительностью выходного импульса ждущий мультивибратор включается, как показано на рис. 8.26, *д*. Здесь напряжение на выходе (вывод 10) ограничено до 1,6 В диодами VD5 и VD6. Закрывающий импульс на выходе (вывод 11) ограничен 1 В. Это дает возможность подключить управляющие диоды VD1 — VD4 и коммутировать их логическими элементами DD1 (с открытым коллектором). Эквивалентное сопротивление можно определить из выражения:

$1/R_э=1/R_5+A_1/R_1+A_2/R_2+A_3/R_3+A_4/R_4$,

где A — напряжения низкого или высокого уровня (0 или 1).

Форма сигналов в некоторых точках этого мультивибратора показана на рис. 8.26, *е*.

**Ждущие мультивибраторы К155АГ3** (рис. 8.27). Микросхема (рис. 8.27, *а*) состоит из двух независимых ждущих мультивибраторов с парафазными выходами, двухвходовой логикой для запуска фронтом и спадом входного импульса, входом обнуления и подключения времязадающей RC-цепи. На рис. 8.27, *б* показана таблица состояний мультивибратора. Каждый из мультивибраторов может повторно запускаться подачей нового запускающего импульса до окончания выходного, поэтому можно получить один импульс на выходе при поступлении на вход серии импульсов (рис. 8.27, *в*, *г*).

Длительность выходного импульса зависит от параметров RC цепи и определяется по формуле $\tau=(0,2В ... 0,32)R_1C_1(1+0,7/R_1)$, где $R_1=5 ... 50$ кОм; $C_1$ — неограничена [пФ].

Подключать RC цепь (рис. 8.27, *д—ж*) можно по-разному. Кремниевый диод VD1 обычно включают при значениях $C_1>1$ нФ. Включение транзистора VT1 ограничено условием $R_1<0,7R_1h_{21э}<2,5$ МОм, где 5 кОм $<R_1\leqslant 10$ кОм

Устройство на рис. 8.27, *з* формирует выходной импульс, длительность которого определяется выражением $\tau=0,3R_1C_1$, а для рис. 8.27, *и* $\tau=0,3R_1C_1h_{21э}$.

Мультивибратор К155АГ3 имеет внутреннюю задержку, равную 30 нс. Вход B является входом триггера Шмитта Возможна различная организация взаимного запуска мультивибраторов: по входу B первого мультивибратора — сигналом с инверсного выхода второго, по входу A первого мультивибратора — сигналом с прямого выхода второго или другие комбинации.

Частоту генератора с перекрестными связями вычисляют по формуле

$T=0,28[R_1C_1(1+0,7/R_1)+R_2C_2(1+0,7/R_2)]$,

где R, кОм; C — пФ; T — нс.

## Управляемые генераторы

**Генератор импульсов** (рис. 8.28). С включением питания на выводе 3 таймера DD1 устанавливается напряжение высокого уровня, а на выводе 3 таймера DD2 — низкого. Конденсатор C1 заряжается через резисторы R1 и R2. Время зарядки конденсатора можно изменять переменным резистором R2 в пределах от 10 мс до 1 с. Когда напряжение на конденсаторе C1 достигнет 8 В, напряжение на выводе 3 таймера будет соответствовать низкому уровню.

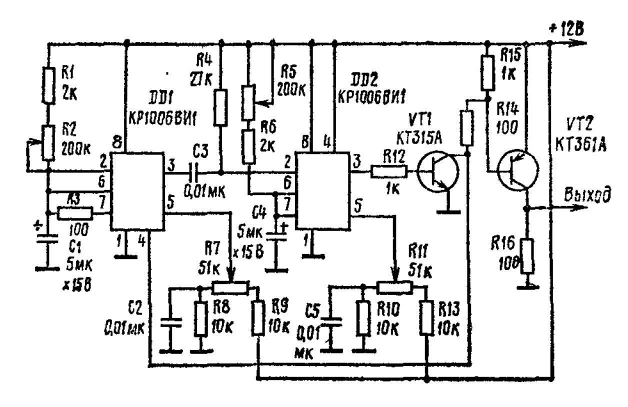



Рис. 8 28

Отрнцательный перепад через конденсатор C3 запустит таймер 2 и на его выводе 3 установится напряжение высокого уровня, которое откроет транзистор VT1. Напряжение на коллекторе транзистора станет равным иулю, в результате чего будет блокирована работа таймера DD1 до окончания выходного импульса таймера DD2. Транзистор VT2 — усилитель тока. После окончания цикла работы таймера DD2 транзистор VT1 закрывается. С этого момента начинается повторение процесса зарядкн конденсатора C1.

**Генератор с катушкой индуктивности** (рнс. 8 29). Операционный усилнтель DA1 с катушкой во входной цепи работает как интегратор, DA3 — триггер Шмитта, DA2 — делитель напряження с коэффициеитом 1 : 20. Выходной ток ОУ DA2 $\dot{I}=\frac{1}{L_1}\int U_{вых2}dt$, где $U_{вых2}$—

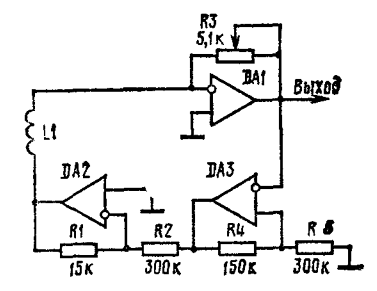



Рис. 8 29

выходное напряжение усилителя DA2. На выходе ОУ формируется пилообразное напряжение $U_{вых}=RU_{вых\,2}t/L_1$. Выходиое напряжение линейно увелнчивается до порога переключения ОУ DA3. После переключеиия триггера напряженне $U_{вых\,2}$ изменяет полярность и выходное напряжение начинает линейно уменьшаться.

Если выбрать период колебаний таким, чтобы соблюдалось условие $t=\tau/4$, получим $U_{вых}=R_1U_{вых\,2}\tau/4L_1$ нли $L_1=R_1U_{вых\,2}\tau/4U_{вых}$. Поскольку $U_{вых\,2}\approx U_{вых}/13$, $L_1=R_1\tau/52$. Если $R_1/R_2=100$, то $L_1=100\tau$. При этнх условиях пернод колебаний (в секуидах) равен 0,01 нндуктнвиости катушки $L_1$ (в генрн) в пределах от 0,5 мГн до 10 Гн.

**Импульсные генераторы иа логических МОП элементах** (рис. 8.30). Частота сигнала генератора (рис. 8.30, *а*) определяется выраженнем $f=0{,}482/(R_2C_1)$, где

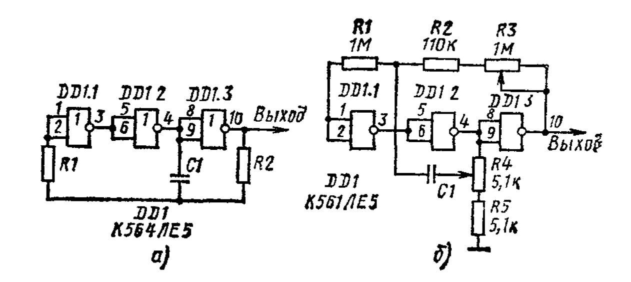



Рис. 8.30

$R_1=R_2$. Для регулнрования частоты можно установить переменный резистор $R_2$, одиако разница в параметрах логических элементов не позволит устанавливать максимальную и минимальную частоту самовозбуждения с любой степенью точности. Для расширения возможностей регулировки частоты можно собрать генератор по схеме на рис. 8 30, *б*. Здесь конденсатор C1 заряжается не от фиксированного выходного напряжения элемента, а с делителя напряжения R1—R3. Поэтому резнстор R1 можно использовать для измерення постояиной времени генератора без изменения напряження на конденсаторе C1.

Верхний и нижний частотные пределы самовозбуждения определяются положением движка переменного резистора R4 и сопротивлениями резисторов R4 и R5. В верхнем по схеме положении движка резистора R4 частота сигнала равна $f=1/(2{,}2R_4C_1)$, а в нижнем $f=1/(1{,}4R_1C_1)$. Коэффициент перекрытия по частоте равен 1,6. Он увеличивается при увеличении сопротивления резистора R4 относительно R5.

**Кварцеваиный генератор иа частоту 10 МГц** (рис. 8 31). Генератор построен на логических элементах. Сигнал иа выходе 1 близок по форме к синусоидальному.

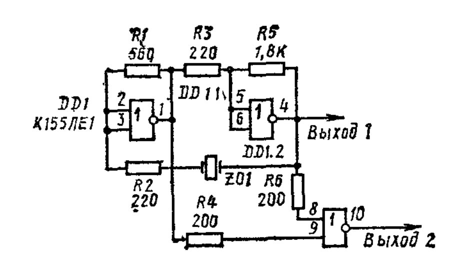



Рис 8.31

ному. Частота его зависит от применяемого кварцевого резонатора ZQ1 и может достигать 20 МГц. Генератор быстро выходит на рабочий режим, поскольку элементы DD1.1 и DD1.2 включением резисторов R1 и R5 установлеиы в линейном режиме. На выходе 2 формируется импульсный сигнал длительностью 10 ... 20 ис. Длительность сигнала можно менять подборкой резисторов R4 и R6, сопротивление которых совместно с входной емкостью элемента DD1.3 образуют цепь временной задержки.

**Импульсный генератор с управляемой фазой** (рис. 8.32). Он построен на базе генератора тока на траизисторе VT1, который заряжает конденсатор C1 (рнс. 8.32, *а*). Напряжение на конденсаторе в каждом

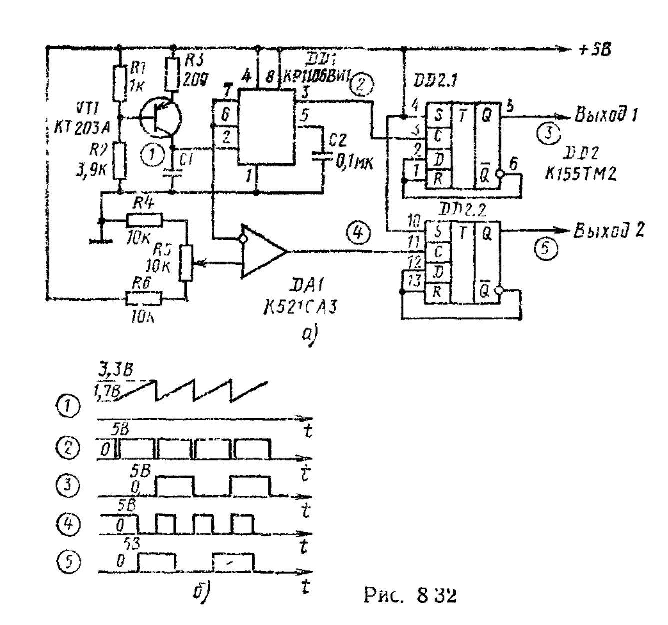



Рис. 8.32

периоде линейно меняется в пределах от 1,69 до 3,4 В, т. е. $U_C \sim t/C_1$. Ток зарядки зависит от сопротивления резистора R3 и напряжения на эмиттере транзистора VT1; $I_з = U_Э/R_2$. Это напряжение устанавливается делителем $R_1R_2$, т. е. $U_Э = \frac{(R_1 U_п - U_{БЭ})}{(R_1 + R_2)}$, где $U_п$ — напряжение питания, $U_{БЭ}$ — падение напряжения на эмиттерном переходе.

Пилообразный сигнал поступает на вход таймера и компаратор на ОУ DA1. Таймер (вывод 3) формирует короткие импульсы, которые переключают триггер DD2.1. Компаратор DA1 переключается в тот момент, когда напряжение на конденсаторе превысит порог, устанавливаемый переменным резистором R5. Выходной сигнал компаратора управляет работой триггера DD2.2. Поскольку момент переключения компаратора меняется, то и выходной сигнал триггера DD2.2 будет иметь переменную фазу. На рис. 8.32, *б* показана форма сигналов в характерных точках. Выходной сигнал можно снимать с любого из двух выходов триггеров. Это дает возможность получать с выхода 2 сигналы, опережающие или отстающие относительно сигнала с выхода 1.

# ГЕНЕРАТОРЫ СИГНАЛОВ РАЗЛИЧНОЙ ФОРМЫ

Генераторы сигналов различной формы применяют во многих устройствах. Выбор формы сигнала играет существенную роль при проектировании электронной аппаратуры, так как от этого зависят помехозащищенность, разрешающая способность, точность измерения. Кроме того, при рассмотрении оптимальных методов обнаружения сигналов на фоне шума уделяют большое внимание форме сигнала, поскольку пороговое отношение сигнал-шум определяется энергией выделяемого сигнала.

Разные по форме сигналы используют как в ВЧ тракте приемных устройств, так и в модуляторах передатчиков. В приемных устройствах специальные сигналы часто играют роль образцовых, улучшающих отношение сигнал-шум на выходе детектора. В передающих устройствах, особенно радиолокационного назначения, эти сигналы используют для достижения оптимальных условий работы всей системы с целью получения максимальной информативности.

Из всех форм сигналов наиболее важное место занимают пилообразные и треугольные. От точности формы этих сигналов часто зависит информационная надежность различных устройств обработки аналоговых и цифровых сигналов. Этим двум видам сигналов в последнее время уделяют большое внимание.

## Генераторы сигналов с линейным изменением напряжения

**Генератор пилообразного сигнала** (рис. 9.1, *а*). Генератор построен по схеме компаратор-интегратор (DA1 и ОУ DA2 соответственно). Операционные усилители связаны между собой двумя параллельными цепями для управления разнополярными сигналами. В результате на выходе формируется сигнал, у которого можно раздельно регулировать крутизну подъема и спада сигнала. Его форма показана на рис. 9.1, *б*. Переменным резистором R2 меняется положительный наклон, а R3 — отрицательный наклон выходного сигнала. Для уменьшения периода следования выходных импульсов следует заменить конденсатор C1 на другой, меньшей емкости.

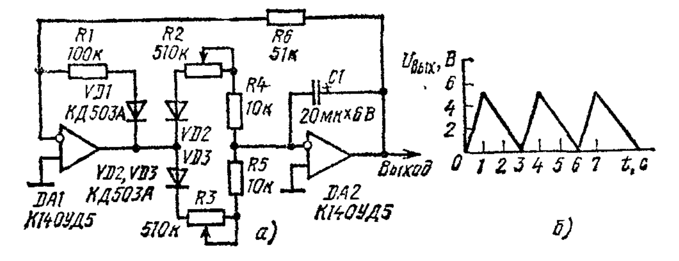



Рис. 9.1

**Управляемый генератор сигналов треугольной формы** (рис. 9.2, *а*). В зависимости от положения переключателя DA1 генератор вырабатывает сигналы различной формы. Треугольные сигналы формируются путем зарядки-разрядки конденсатора стабильным током. Симметрируют сигнал выбором скорости зарядки и разрядки конденсатора C1.

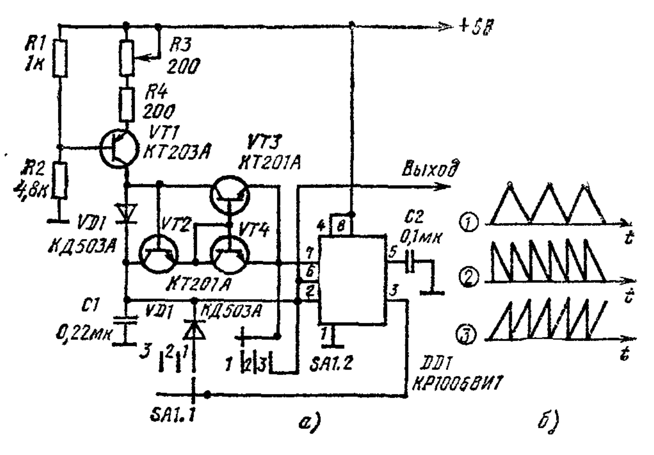



Рис. 9.2

При нулевом напряжении на конденсаторе в положении 1 переключателя SA1 на выводе 7 микросхемы DD1 присутствует напряжение высокого уровня; транзисторы VT3 и VT4 закрыты. В этом случае конденсатор заряжается со скоростью $I \cdot t/C_1$, где $t$ — время до момента, пока напряжение на выводе 6 не достигнет $0{,}7U_п$, после чего микросхема переключается. Напряжение на выводе 7 понижается, транзисторы VT3 и VT4 открываются, диод закрывается и конденсатор C1 разряжается через транзисторы VT2 — VT4 с той же скоростью. Как только напряжение на конденсаторе достигнет $0{,}33U_п$, микросхема вернется в исходное состояние. Процесс будет повторяться с частотой $f=3I/(2U_пC_1)$.

На частоте менее 1 кГц можно обойтись без диода VD1, поскольку конденсатор C1 может разряжаться через коллекторный переход транзистора VT2. На высокой частоте этот диод устраняет разрывы в треугольном сигнале, связанные с переключением режима. Если вывод 3 таймера соединить с выводом 6 через диод VD2 в положении 2 переключателя SA1, то скорость зарядки конденсатора C1 резко увеличивается. Скорость разрядки остается без изменения. При объединении выводов 6 и 7, наоборот, сохраняется скорость зарядки, но увеличивается скорость разрядки. В этих положениях частота выходного сигнала $f=3I/(U_пC)$. Для указанных на схеме номиналов частота выходного сигнала составляет 1 кГц. Генератор может работать до частоты 30 кГц.

На рис. 9.2, *б* показана форма сигналов в характерных точках.

**Формирователь трапецеидальных сигналов** (рис 9.3, *а*). С приходом запускающего импульса переключается внутренний триггер таймера DA и напря-

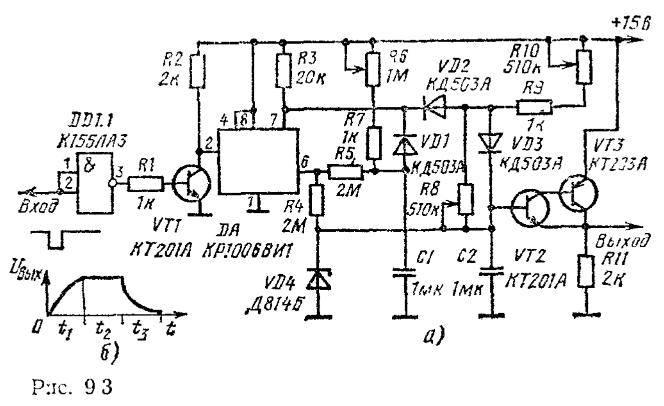



Рис. 9.3

жение на выводе 7 увеличивается. Диоды VD1 и VD2 закрываются. Конденсаторы C1 и C2 заряжаются соответственно через резистор R6, регулирующий длительность плоской части импульса, и резистор R10, регулирующий крутизну подъема импульса. Зарядка конденсатора C2 прекращается, когда напряжение на нем достигнет 3,6 В — напряжения стабилизации стабилитрона VD4. Это время обозначим $t_1$ (рис. 9.3, *б*). Конденсатор C1 продолжает заряжаться до тех пор, пока напряжение на пороговом выводе 6 таймера, определяемое резисторами R4 и R5, не достигнет примерно 10 В. В этот момент срабатывает триггер таймера, заканчивая формирование вершины импульса,— это время $t_2$. С переключением триггера понижается напряжение на выводе 7 таймера. Конденсаторы C1 и C2 начинают разряжаться через открытые диоды VD1 и VD2. Конденсатор C2, разряжающийся через переменный резистор R8, формирует отрезок времени $t_3$. В течение времени $t_1$ происходит зарядка конденсатора C2, резистор R8 замыкается диодом VD3.

Для формирования линейного пилообразного напряжения последовательно с резисторами R8 и R10 необходимо включить генератор тока.

**Генератор квадратных сигналов** (рис. 9.4). Операционные усилители DA1 и DA3 выполняют функции компараторов, а DA2 и DA4 — интеграторов. Резисто-

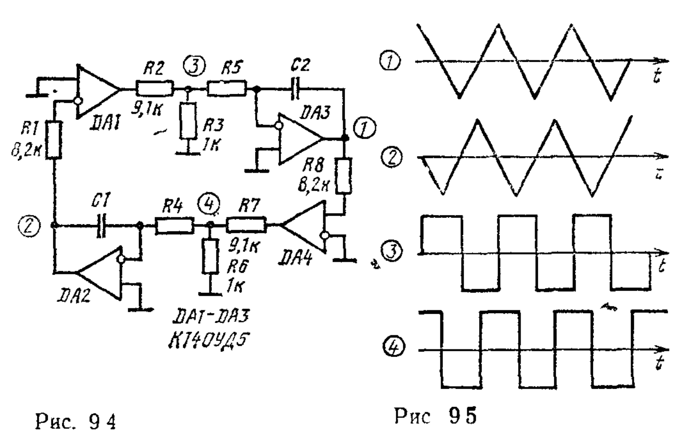



Рис. 9.4

Рис. 9.5

ры R2, R3, R5 и R7 подбирают таким образом, чтобы при насыщении ОУ DA1 и DA3 напряжение на резисторах R3 и R5 было равно 1 В. Когда DA3 входит в режим насыщения по отрицательному питающему напряжению, напряжение на резисторе R7 будет равно —1 В. При этом напряжение на интеграторе DA4 увеличивается линейно. Когда выходной сигнал ОУ DA4 проходит через нуль, напряжение на резисторе R3 принимает значение —1 В, в результате чего выходное напряжение ОУ DA2 линейно увеличивается. Аналогичный процесс происходит при прохождении через нуль выходного сигнала ОУ DA2 — напряжение на резисторе R5 становится равным 1 В.

Время, необходимое для завершения одного периода колебаний, $T=4RCU_п$, где $R4=R5=R$ и $C1=C2=C$.

Форма сигналов в характерных точках генератора показана на рис. 9.5.

## Генераторы с внешним запуском

**Устройство задержки импульсов переменной длительности** (рис. 9.6, *а*). Дифференцирующая цепь R1, C1 преобразует фронт входного импульса в короткий импульс, который запускает ждущий мультивибратор DD2.1. Длительность выходного импульса мультивибратора устанавливают переменным резистором R4. Спад сигнала мультивибратора после дифференцирования запускает RS-триггер на элементах DD1.3 и DD1.4.

Ждущий мультивибратор DD2.2 запускается импульсом, сформированным дифференцирующей цепью C2, R2. Длительность выходного сигнала определяется переменным резистором R7. Спад сигнала возвращает RS-триггер в исходное состояние. В результате на выходе 1 формируется входной импульс с задержкой, а на выходе 2 инверсный выходной импульс.

Устройство позволяет регулировать длительность задержки от 1 до 20 мкс. Для получения миллисекундной задержки необходимо увеличить номиналы элементов R3, R4, C5 и R6, R7, C6.

На рис. 9.6, *б* показана форма сигналов в характерных точках схемы.

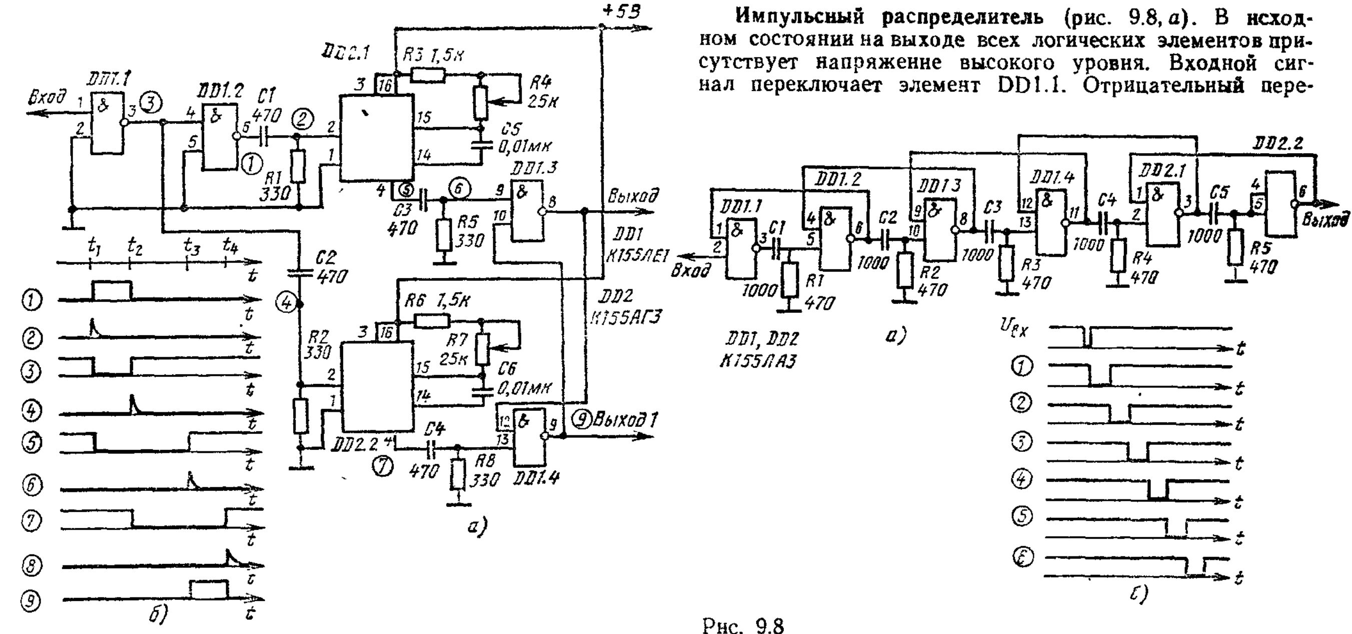



Рис. 9.6

**Таймеры с интегратором** (рис. 9.7). Времязадающий конденсатор C1 в таймере (рис. 9.7, *а*) заряжается по линейному закону от источника тока на транзисторе VT1. Форма сигналов в характерных точках схемы показана на рис. 9.7, *б*. Линейный участок преобразо-

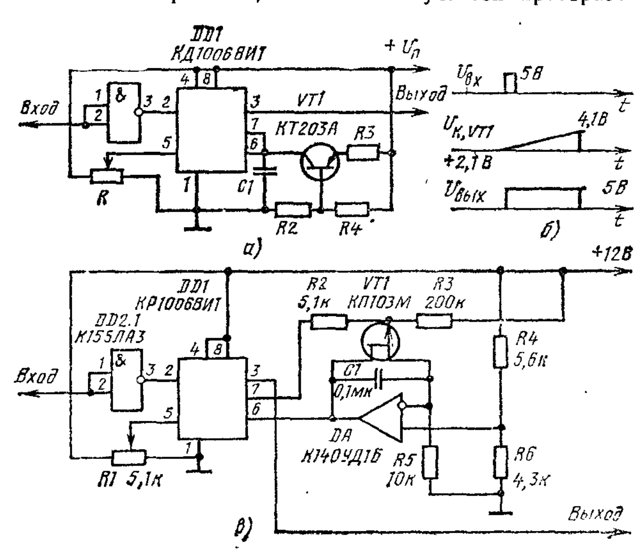



Рис. 9.7

вания напряжения — ширина импульса составляет примерно от 2,1 до 4,1 В. Для таймера требуется температурная компенсация. Для этого стабилизируют температурные изменения параметров транзистора.

На рис. 9.7, *в* показана схема таймера с перестраиваемым интегратором. После запуска таймера транзистор VT1 закрывается. После этого напряжение на интеграторе линейно возрастает. Когда транзистор открывается, на выходе таймера формируется импульсный сигнал длительностью 6 мс, его динамический диапазон составляет 3000 : 1.

**Импульсный распределитель** (рис. 9.8, *а*). В исходном состоянии на выходе всех логических элементов присутствует напряжение высокого уровня. Входной сигнал переключает элемент DD1.1. Отрицательный перепад напряжения на резисторе R1 не изменит состояние элемента DD1.2. Когда прекращается действие входного сигнала, на резисторе R1 возникает положительный перепад напряжения и на выходе элемента DD1.2 возникает сигнал уровня 0. Обратная связь с выхода элемента DD1.2 на вход элемента DD1.1 поддерживает сигнал уровня 1 на выходе элемента DD1.1. В таком состоянии логические элементы DD1.1 и DD1.2 будут находиться до тех пор, пока заряжается конденсатор C1 через резистор R1. Когда напряжение на резисторе R1 станет меньше 1,5 В, произойдет переключение элемента DD1.2, а вслед за ним и элемента DD1.1. Положительный перепад на выходе элемента DD1.2 изменит состояние элемента DD1.3. Обратная связь с элемента DD1.3 на DD1.2 создаст устойчивое состояние, при котором на выходе DD1.2 будет сигнал 1, на выходе DD1.3 — сигнал 0. Таким образом, импульс будет переходить от элемента к элементу.

Рис. 9.8

Форма сигнала на выходе элементов распределителя показана на рис. 9.8, *б*.

**Ждущий мультивибратор** (рис. 9.9, *а*). В исходном состоянии конденсатор C2 разряжен. Заряжается он через резистор R2. Напряжение на конденсаторе экспоненциально увеличивается, приближаясь к $U_п$. Когда это напряжение достигнет значения 0,7 внутренний транзистор микросхемы срабатывает и переключает триггер, из-за чего на выводе 3 возникает напряжение низкого уровня. Теперь конденсатор разряжается через резистор R2 и напряжение на нем уменьшается до значения $0{,}3U_п$. В этот момент триггер вернется

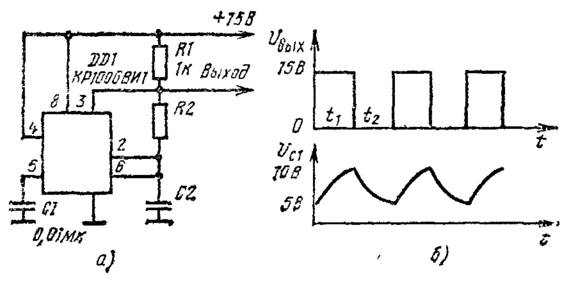



Рис. 9.9

в исходное состояние и на выходе 3 установится высокий уровень. Длительность импульса $t_1$ и $t_2$ на выходе $t_1=t_2=0{,}693\,R_2C_2$ (рис. 9.9, *б*).

## Комбинированные генераторы

**Ждущий мультивибратор с совмещенными сигналами** (рис. 9.10). В исходном состоянии конденсатор C1 заряжается от источника питания, и на таймер поступает напряжение питания. Устройство в исходном

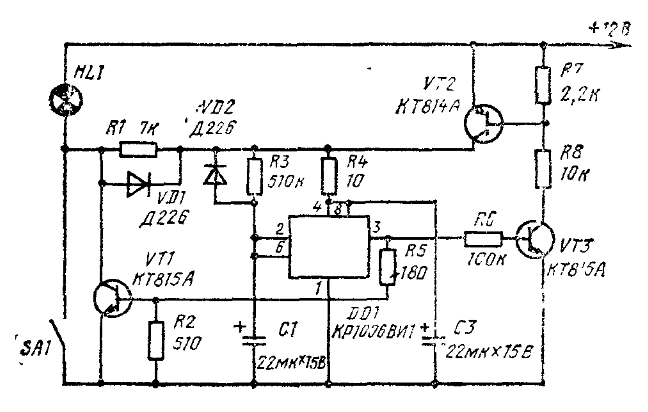



Рис. 9.10

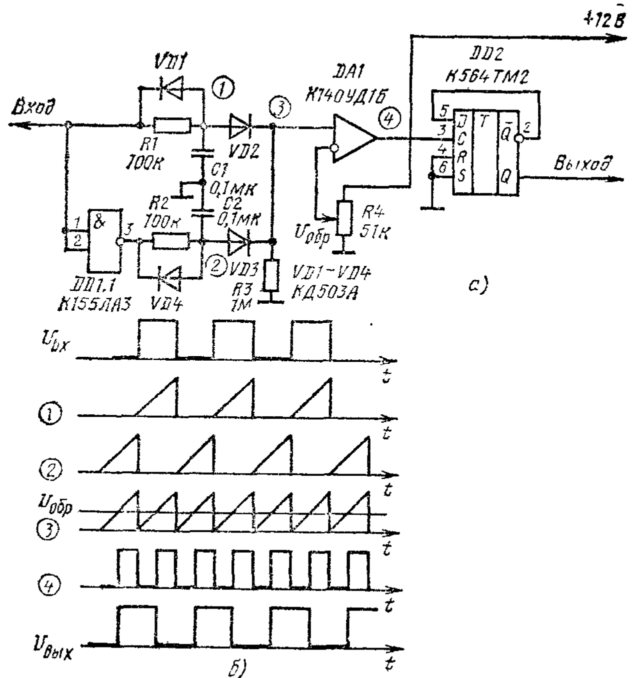



Рис 9.11

состоянии потребляет ток 10 мА. Лампа накаливания HL1 не светит. Резистор R3 поддерживает напряжение высокого уровня на выходах 2 и 6. Все транзисторы закрыты. Когда замыкаются контакты SA1, зажигается лампа HL1 и снимается питание с таймера DA1. Конденсатор C1 быстро разряжается через диод VD2 и резистор R1.

При размыкании контактов SA1 на микросхему снова поступает питание. Поскольку конденсатор C1 разряжен, к выводам 2 и 6 таймера приложено напряжение низкого уровня, и таймер переключается. На его выводе 3 устанавливается положительное напряжение, которое открывает все транзисторы. Транзистор VT2 замыкает цепь подачи питания на микросхему. Транзистор VT1 включает лампу HL1. После задержки, вызванной зарядкой конденсатора C1 через резистор R3, на выходе таймера будет напряжение низкого уровня. Мультивибратор возвращается в исходное состояние.

**Регулятор фазы с удвоителем частоты** (рис. 9.11, *а*). В формирователе использовано удвоение частоты входного сигнала с последующим ограничением. Фазовый сдвиг зависит от образцового напряжения поступающего на вход ОУ. Для получения сигнала с удвоенной частотой служит инвертор DD1.1. Два входных сигнала поступают на интеграторы R1, C1 и R2, C2. Импульсы пилообразной формы на конденсаторах сдвинуты по фазе на 180° Эти сигналы складываются на неинвертирующем входе ОУ. На резисторе R3 формируется сигнал пилообразной формы с удвоенной частотой. К инвертирующему входу подведено образцовое напряжение.

Операционный усилитель DA1 формирует прямоугольные импульсы удвоенной частоты. Триггер DD2 частоту этого сигнала делит на два. На выходе триггера образуются прямоугольные импульсы, сдвинутые по фазе относительно входного сигнала. Изменяя образцовое напряжение, переменным резистором R14 изменяют фазовый сдвиг в пределах от 0 до 180°

Форма сигналов в характерных точках регулятора показана на рис. 9.11, *б*.

**Мультивибратор с задержкой** (рис. 9.12, *а*). В исходном состоянии транзистор VT1 закрыт, а транзистор VT2 открыт. На выводе 5 таймера диод VD1 устанавливает напряжение 0,8 В. Диод VD2 закрыт на-

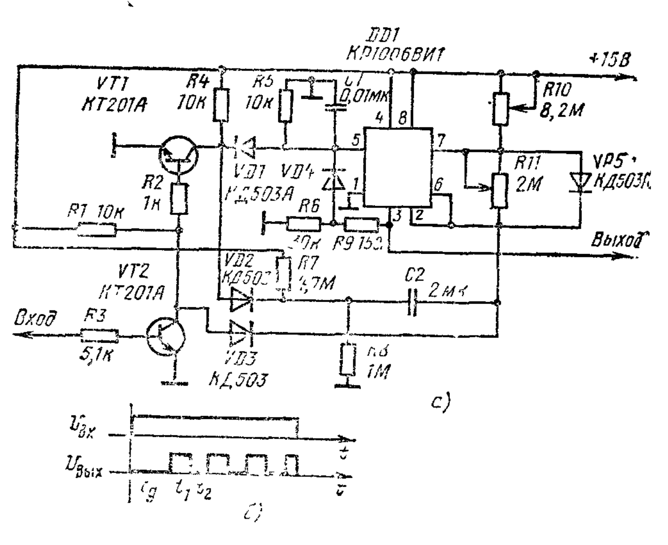



Рис 9.12

пряжением с делителя R7, R8. Диод VD3 открыт, и напряжение на выводе 6 равно 1,5 В. Поскольку напряжение на выводе 6 больше, чем на выводе 5, то на выходе таймера устанавливается напряжение низкого уровня.

На вход поступает прямоугольный сигнал с амплитудой 5В. Транзистор VT1 открывается, а транзистор VT2 закрывается и на его коллекторе устанавливается напряжение 15 В. Это напряжение закроет диод VD1. Напряжение на выводе 5 увеличивается до 3,8 В. Кроме того, откроется диод VD2 и через кон-

денсатор C2 на выводы 2 и 6 таймера пройдет перепад напряжения 12 В. Начинает заряжаться конденсатор C2 через резистор R11. Как только напряжение на выводе 2 станет равным 1,8 В, таймер сработает и на его выходе установится напряжение высокого уровня. Время задержки срабатывания определяется выражением $t = R_{11}C_2 \ln 15$. С этого момента мультивибратор возбуждается и на выходе формируются прямоугольные сигналы с параметрами $t_1 = 2R_{10}C_2$ и $t_2 = 2R_{11}C_2$ (рис. 9.12, *б*).

**Устройство дистанционного управления таймером** (рис. 9.13). Устройство обеспечивает линейную зависимость длительности выходного импульса от входного

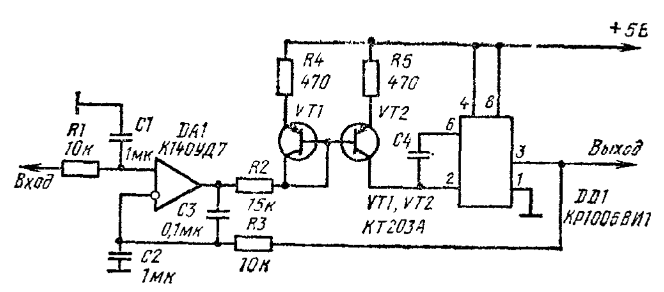



Рис. 9.13

напряжения. Зарядкой конденсатора C4 управляет «токовое зеркало». Напряжение отрицательной ОС (элементы R3, C2), выделяющей постоянную составляющую выходного сигнала, стабилизирует параметры устройства.

**Регулятор тока** (рис. 9.14). Он предназначен для управления током, протекающим через нагрузку $R_н$. Входной положительный импульс открывает транзи-

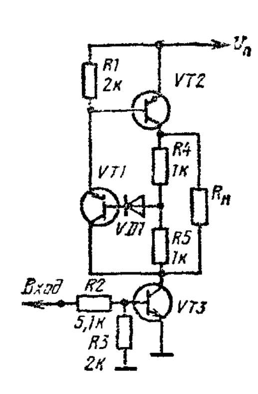



Рис. 9.14

стор VT3. Часть коллекторного тока транзистора VT3 проходит через транзистор VT2, который открывает транзистор VT1. Поскольку значительная часть тока нагрузки протекает через транзисторы VT1 и VT3, то для обеспечения одинаковой рассеиваемой мощности напряжение коллектор-эмиттер этих транзисторов должно быть одинаковым. Это достигается стабилизацией усиления транзистора VT1 с помощью стабилитрона VD1.

Напряжение в точке соединения резисторов R4 и R5 составляет $U_п/2$, напряжение стабилизации стабилитрона VD1 должно быть равным $U_{ст} = (U_п - 2{,}8/2)$.

## Генераторы на логических элементах и операционных усилителях

**Импульсные генераторы** (рис. 9.15). Они формируют на выходе импульсный сигнал с периодом 1 с. У генератора на рис. 9.15, *а* длительность импульса

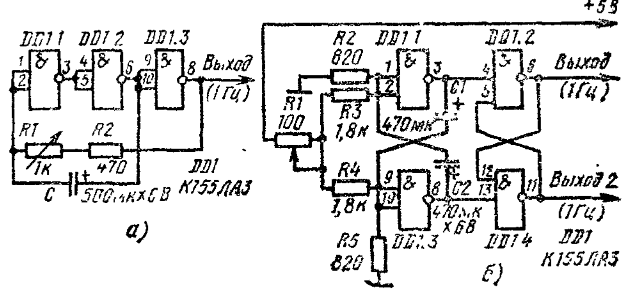



Рис. 9.15

зависит от времени разрядки конденсатора C1 через резисторы R1, R2 и входного сопротивления элемента DD1.1. Поскольку входное сопротивление элемента DD1.1 может меняться в пределах 30 %, то длительность выходных импульсов меняется при замене микросхемы DD1. Период следования подстраивается переменным резистором R1.

Выходной сигнал генератора на рис. 9.15, *б* имеет форму меандра. С выходов 1 и 2 снимают противофазные сигналы. Их период следования устанавливается переменным резистором R1.

**Мультивибратор** (рис. 9.16, *а*). Он построен на двух логических элементах, охваченных положительной ОС. С выходов 1 и 2 снимаются парафазные сигналы. Ча-

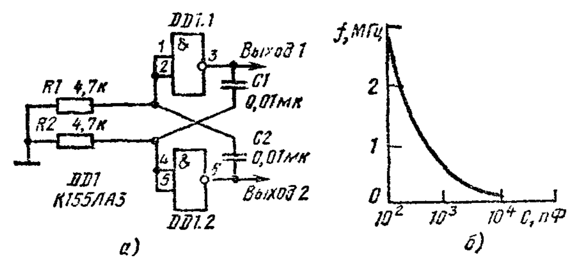



Рис. 9.16

стота выходного сигнала зависит от емкости конденсаторов C1 = C2 = C; эта зависимость показана на рис. 9.16, *б*.

**Генератор на ОУ** (рис. 9.17). С генератора можно снимать разные по форме сигналы: прямоугольный с выхода ОУ DA2 и треугольный — выхода 1. Колебания в устройстве возникают из-за действия положи-

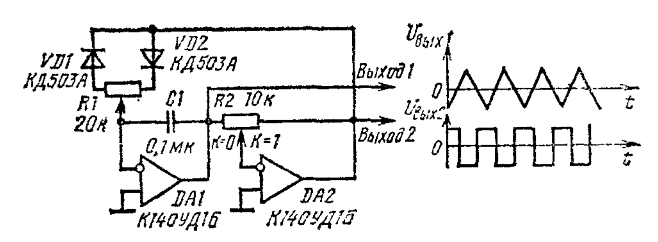



Рис. 9.17

тельной ОС через диоды VD1 и VD2 Частота колебаний определяется выражением $f=\frac{1}{2C_1R_1}\left(\frac{1-K}{K}\right)$, где значение коэффициента включения K определяется составляющими переменного резистора R2.

**Кварцевый генератор импульсов** (рис. 9.18) Он обеспечивает амплитуду сигнала 6 В при частоте до 1 МГц. Генератор содержит управляемую отрицательную ОС. В момент включения питания она не действует. В ОУ DA1 в результате действия положительной ОС через кварцевый резонатор ZQ1 быстро возникают колебания Отрицательная ОС начинает действовать, когда откроются транзисторы VT2 и VT3. Открывание этих транзисторов определяется напряжением на коллекторе транзистора VT1. Это напряжение после включения питания будет медленио увеличиваться из-за зарядки конденсатора C2. Постоянная времени нарастания $\tau=R_5C_1\cdot h_{21Э}$, где $h_{21Э}$ — коэффициент передачи тока транзистора VT1.

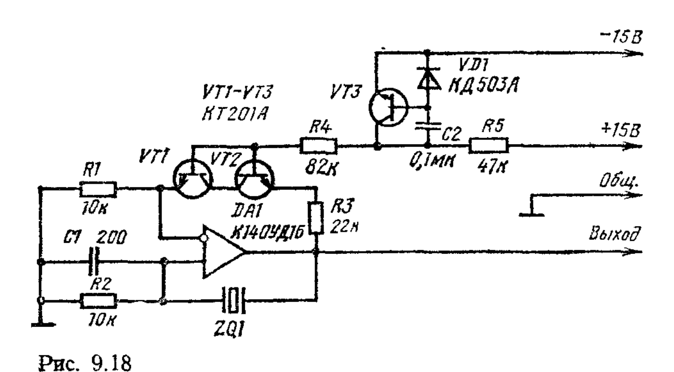


Рис. 9.18

В первый момент на коллекторе транзистора VT1 напряжение равно —15 В, а в последующие моменты увеличивается. С момента, когда напряжение проходит нулевое значение, начинают открываться транзисторы VT2 и VT3 и начинает действовать отрицательная ОС, стабилизирующая амплитуду и частоту выходного сигнала.

**Релаксатор на двух ОУ** (рис. 9.19). Он представляет собой генератор прямоугольных импульсов Частота выходного сигнала определяется выражением

$$f_0 = \frac{1}{2RC\ln\left[2\frac{U_{вых}}{U_1-U_2}-1\right]}.$$

Ее можно изменять в широких пределах, регулируя управляющие напряжения $U_1$ и $U_2$ Максимально допустимое сопротивление резисторов определяется входным сопротивлением ОУ.

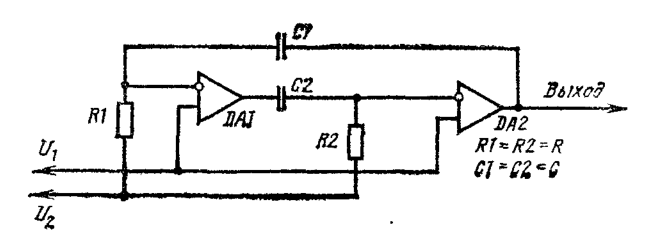


Рис. 9.19

**Генератор ударного возбуждения** (рис. 9.20). Генератор построен на логических элементах, которые образуют двухступенный усилитель с положительной ОС. В цепь ОС включен последовательный резонансный контур C1L1, настроенный на частоту 5 МГц. На выходе формируются пачки высокочастотных импульсов.

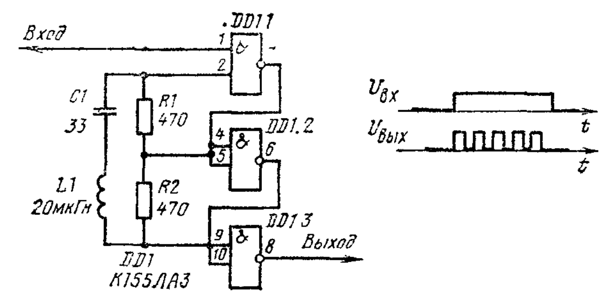


Рис. 9.20

**Генераторы кадровой развертки с цифровым управлением** (рис. 9.21, 9.22). Выходные сигналы счетчиков DD1 и DD2 узла кадровой развертки (рис. 9.21) поступают на ЦАП DA1. Сигнал пилообразной формы

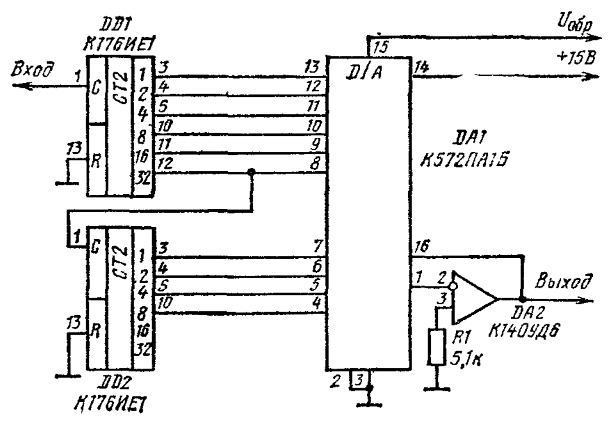


Рис. 9.21

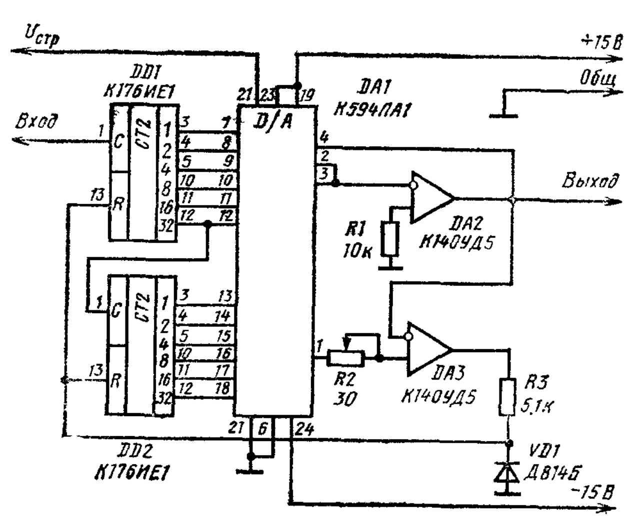


Рис. 9.22

формирует ОУ DA2. Длительность прямого хода зависит от частоты входных импульсов $f_c$ и числа разрядов ЦАП, т. е. $T=\frac{N_{max}}{f_c}$, где $N_{max}=2^n-1$ — максимальное число ступеней. При выходном напряжении 10 В длительность обратного хода составляет менее 15 мкс. Нелинейность выходного напряжения зависит в основном от точности ЦАП и равна 0,3 %. В этом узле отсутствует регулировка числа ступеней и полярности выходного сигнала.

Узел кадровой развертки, представленный на рис. 9.22, построен на 12-разрядных токовых ключах. В отличие от предыдущего устройства здесь использован компаратор напряжения, собранный на ОУ DA2. Амплитуду выходного напряжения определяет порог срабатывания компаратора, который переключает счетчики DD1 и DD2 в исходное состояние. Это значение устанавливается на неинвертирующем входе ОУ DA2. Число строк в кадре $N_к$ регулируется изменением напряжения $U_c$; с округлением до целого число строк равно $N_к=\frac{U_к(2^n-1)}{U_c}$. Высота ступени выходного напряжения $U_{ст}=\frac{U_c}{(2^n-1)}$. Переменным резистором R2 можно центрировать выходное напряжение относительно нулевого значения.

Нелинейность выходного напряжения не превышает 0,02 % при длительности сигнала $T\geqslant 0,5$ с, а время обратного хода меньше 7,5 мкс при амплитуде выходного напряжения 10 В.

**Многофункциональный генератор** (рис. 9.23, *а*). Задающий генератор собран на ОУ DA1 и DA2. Частоту выходного сигнала генератора определяют номиналы

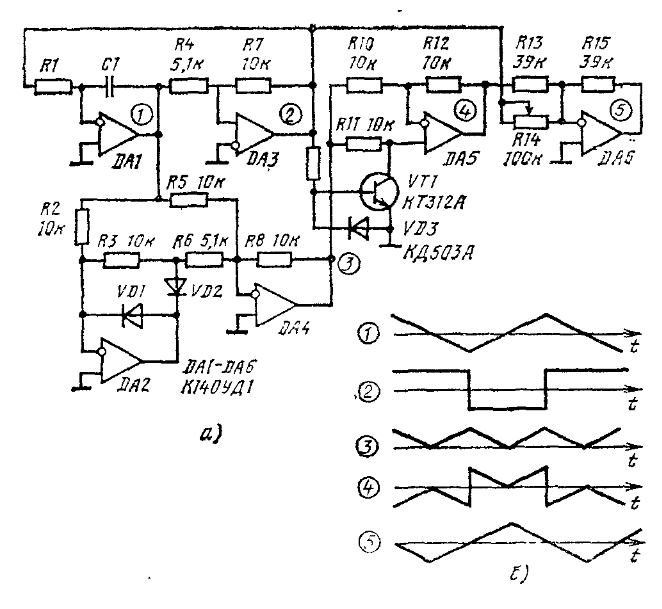



Рис. 9.23

элементов R1 и C1 Форма сигналов в указанных точках показана на рис. 9.23, *б*. В результате взаимодействия прямоугольного и треугольного сигналов можно сформировать сигналы другой формы.

**Управляемый генератор увеличивающегося напряжения** (рис. 9.24, *а*). В основу генератора положен принцип зарядки конденсатора C1 током стабилизатора на

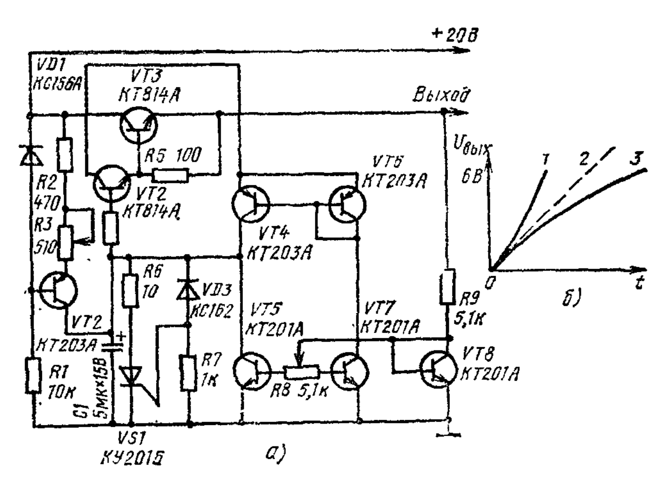



Рис 9.24

транзисторе VT1. Значение зарядного тока устанавливают выбором напряжения стабилизации стабилитрона VD1 и регулируют переменным резистором R3. Напряжение с конденсатора передается на выход генератора через повторитель на транзисторах VT2 и VT3. Когда напряжение на конденсаторе C1 достигнет напряжения стабилизации стабилитрона VD2, откроется тринистор VS1 и конденсатор C1 разрядится. После полной разрядки конденсатора начинается новый цикл увеличения напряжения на нем.

Для управления процессом зарядки конденсатора служит узел на транзисторах VT4 — VT8. По мере увеличения выходного напряжения увеличивается напряжение на коллекторе и базе транзистора VT8. Это напряжение передается на базу транзистора VT6. Увеличение коллекторного тока транзистора VT6 уменьшает зарядный ток конденсатора. В результате на выходе формируется сигнал вида 3 (рис. 9.24, *б*). Если движок переменного резистора R8 перевести в крайнее правое по схеме положение, то появится возможность управлять коллекторным током транзистора VT4. С увеличением тока через транзистор VT4 ускоряется зарядка конденсатора C1. В этом случае выходной сигнал приобретает форму 1 (рис. 9.24, *б*). Меняя положение движка переменного резистора R8, можно регулировать форму выходного сигнала в широких пределах.

**Генератор треугольного сигнала** (рис. 9.25, *а*). Генератор собран на ОУ DA1. Выходной сигнал генератора имеет симметричную форму (рис. 9.25, *б*). Частоту сигналов дискретно меняют грубо переключателем SA1 и плавно переменным резистором R1. Выходное напряжение генератора усиливает ОУ DA2. Уровень выходного сигнала регулируют переменным резистором R9. Сигнал с этого резистора подается на один из входов ОУ DA3, а на другой вход — напряжение, регулируемое переменным резистором R16. Максимальная амплитуда выходного сигнала может достигать 70 В.

**Генератор «пачки» импульсов прямоугольной формы** (рис. 9.26, *а*). Устройство «вырезает» пачку импульсов после переключения переключателя SA1 в нижнее по схеме положение (момент $t_0$ на рис. 9.26, *б*). На одном из входов элемента DD1.1 появляется напряжение 5 В. В цепи второго входа начинает протекать ток, который заряжает конденсатор C1. Когда напряжение на конденсаторе достигнет 1 ... 1,5 В, на выходе элемента DD1.1 появляется напряжение низкого уровня (момент $t_1$). Это напряжение управляет элементами DD1.2 и DD1.3 и в результате на выходе формируется

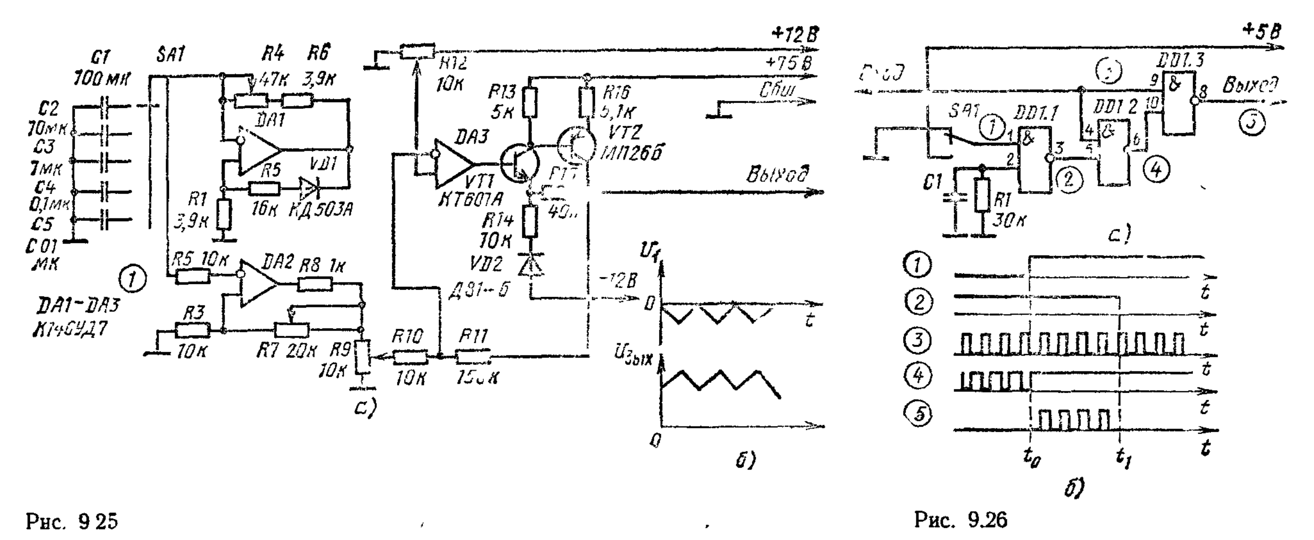



Рис. 9 25

Рис. 9.26

пачка импульсов длительности $t_1—t_0$. Длительность пачки можно регулировать подборкой конденсатора C1.

**Циклический генератор** (рис. 9.27) Основой генератора служит счетчик DD2. который суммирует входные импульсы до десяти. Импульсы от внешнего ге-

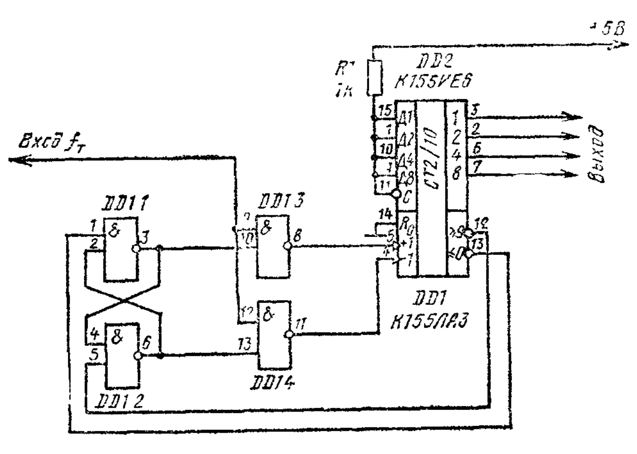



Рис 9.27

нератора проходят на счетчик через логические элементы DD1.3 или DD1.4. Если открыть элемент DD1.3, то происходит суммирование входных импульсов. По достижении суммы девять следующий импульс вызывает появление сигнала на выходе >9. Этот сигнал переключает RS-триггер на элементах DD1 1, DD1.2, а он закрывает элемент DD1 3 и открывает DD1.4.

Входные импульсы в счетчике будут вычитаться Через десять входных импульсов на выходе <0 счетчика появится сигнал, который переключит RS-триггер в первоначальное состояние. С этого момента процесс повторится. За один цикл работы счетчика на выходах 1, 2, 4, 8 будут формироваться сигналы двоичного кода с нарастающим и спадающим значениями.

**Быстродействующий генератор** (рис. 9 28). Он состоит из формирователя пилообразного напряжения с цепью C1, R4, которым управляет ступень на транзисторе VT1, эмиттерного повторителя на транзисторе VT2, ключевой ступени на транзисторах VT3 — VT7 и диодов VD2 и VD3. На базу транзистора VT1 при-

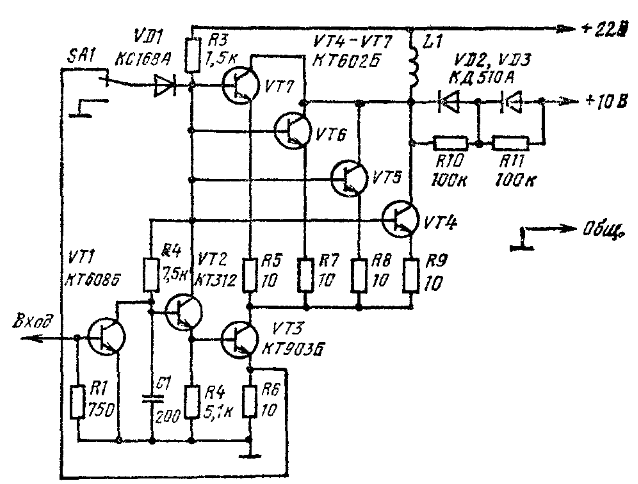



Рис 9.28

ходят прямоугольные импульсы со скважностью 2. Напряжение на конденсаторе управляет током катушки. Устройство может работать в одном из двух режимов, выбираемых переключателем SA1.

## УПРАВЛЯЕМЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Основу управляемых импульсных генераторов составляют элементы дискретной техники. Наряду с простыми мультивибраторами и различного рода формирователями в аппаратуре большое место занимают мультиплексоры, регистры, счетчики и преобразователи кодов

Мультиплексоры обеспечивают передачу данных, поступающих по нескольким входам на один выход.

Они различаются числом входов, быстродействием, наличием стробирования или его отсутствием. Так, мультиплексор К155КП5 имеет восемь входов без стробирования при быстродействии 15 нс, а К155КП7 при тех же параметрах имеет стробирование. Быстродействие мультиплексора К500ИД164 составляет 5 нс.

Регистры предназначены для временного хранения двоичной информации. Каждый разряд регистра используют для введения, хранения и выведения одного разряда двоичного числа. В зависимости от назначения регистры делят на запоминающие, сдвиговые и преобразователи кодов. Запоминающие регистры применяют для введения, хранения и выведения двоичных чисел. Числа в регистр поступают в параллельном коде. Сдвиговый регистр используют для введения, хранения, сдвига и выведения двоичных чисел. Сдвиг информации может быть организован вправо, влево или в обоих направлениях. Числа в сдвиговый регистр вводят в последовательном или параллельном двоичном коде, причем последовательный код используют в тех случаях, когда быстродействие устройства не является решающим фактором. Регистры-преобразователи работают с двоичными числами, выполняя такие операции, как введение, выведение, хранение кода, преобразование параллельного кода в последовательный и наоборот. Основу регистров составляют триггеры и комбинационные логические элементы

Счетчики предназначены для подсчета входных импульсов, временного хранения каждого состояния, преобразования последовательности импульсов в параллельный двоичный код или набор управляющих сигналов, деления частоты входного сигнала. Основу счетчиков составляют триггеры. В зависимости от числа и вида связей между триггерами счетчики делят на реверсивные, нереверсивные и делители частоты.

Преобразователи кода изменяют код входного числа на другой код на выходе. Отдельные узлы и устройства цифровых систем могут работать в различных кодах, поэтому возникает необходимость в преобразовательном звене. Так, для отображения двоичной информации ЭВМ на десятичных индикаторах требуются преобразователи двоично-десятичного кода в десятичный.

## Преобразовательные генераторы

**Преобразователь напряжение — частота КР1108ПП1** (рис. 10.1). Он предназначен для генерации стандартных импульсных сигналов, частота следования которых пропорциональна напряжению входного сигнала. Преобразователь может быть использован для построения модуляторов и демодуляторов ЧМ сигналов.

На рис. 10.1, *а* показана электрическая схема преобразователя, а на рис. 10.1, *б* — структурная. В его основу положен интегратор, построенный на ОУ с внешним конденсатором. При подаче на вход ОУ DA1 (рис. 10.1, *в*) отрицательного напряжения, времязадающий конденсатор С2 заряжается током с постоянной скоростью. Положительное выходное напряжение достигает порога срабатывания компаратора на ОУ DA2 (рис. 10.1, *б*). Сигнал с компаратора запускает ждущий мультивибратор С2, на выходе которого формируется импульсный сигнал. Длительность этого импульса определена емкостью конденсатора С1. Сигнал ждущего мультивибратора замыкает цепь электронного ключа, от генератора тока С1 поступает ток разрядки.

Емкость конденсатора С1 рассчитывают по формуле $C1=3{,}3\cdot10^{-5}/(f_{max}-30\cdot10^{-11})$ [Ф]. Среднее время паузы между импульсами формируется конденсатором С2, емкость которого рассчитывают из соотношения $C2=10^{-4}/f_{max}$ [Ф], но при этом следует иметь в виду, что $C2_{min}=1$ нФ.

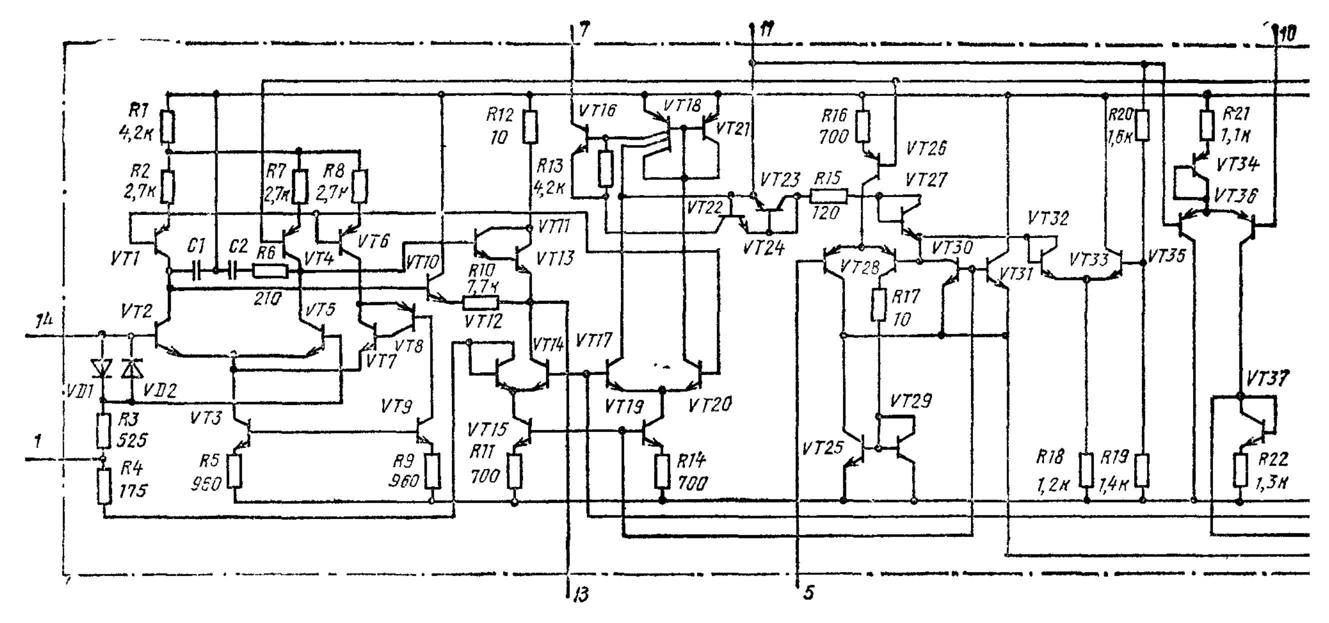
Для повышения разрешающей способности преобразователя при входном напряжении менее 10 мВ применяют точную балансировку ОУ, имеющего напряжение смещения нуля от 1 до 4 мВ Балансируют ОУ переменным резистором R2 сопротивлением от 10 до 100 кОм. Сопротивление резистора R3 не должно превышать 2 МОм. Оно определяет ток балансировки 8 ... 12 нА. Входное сопротивление ОУ более 20 кОм при входной емкости 10 пФ. Резистор R4 нормирует шкалу входного тока сигнала. Этот ток должен составлять от 0 до 0,25 мА. Совместно с резистором R5 определяется максимальное положительное входное напряжение. Отрицательное входное напряжение не должно быть меньше —10 В. Кроме того, сопротивление резистора R1 должно удовлетворять условию $R_1=U_{C\,max}(90-\Delta C_2)/(100C2I)$, где $I=25$ мА, $R_1=8$ кОм. Значение $\Delta C_2/(100C_2)$ определяет точность номинала конденсатора. Сопротивление резистора R1 определяется из выражения $R_1=U_п/(I_0-I_в)$, где $I_0=8$ мА Следует иметь в виду, что чем меньше номинал резистора R1, тем короче фронт выходного импульсного сигнала. При скачке входного напряжения от 0 до 10 В при $f_{max}=10$ кГц время установления выходной частоты равно 40 мкс. Ошибка установки максимальной частоты $10^{-4}\cdot f_{max}$, т. е. 10 Гц. Предельная частота выходного сигнала равна 500 кГц.

На рис. 10.1, *г* изображена схема преобразователя положительного входного напряжения в частоту (пределы от 0 до 10 В соответствуют пределам от 0 до 10 кГц). На рис. 10.1, *д* показана схема преобразователя для отрицательного входного напряжения. Для построения преобразователя частоты входного импульсного сигнала в напряжение используют схему на рис. 10.1, *е*. При изменении частоты входного сигнала от 0 до 10 кГц напряжение на выходе меняется от 0 до 10 В. Длительность импульса входного сигнала соответствует выражению $0{,}2\text{ мкс}<\tau<150\text{ мкс}/f_{max}$, где τ, мкс; f, кГц. В схемах на рис. 10.1, *г—е* входные и выходные параметры связаны соотношениями $f_0=\frac{U_{вх}}{R_1C_1k}$, $U_{вых}=R_1C_2kf_{вх}$, где k — коэффициент пропорциональности.

Абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы составляет ±10 %. Входное напряжение смещения нуля равно ±4 мВ; выходное напряжение низкого уровня 0,4 В. Эти параметры определялись при напряжении питания ±15 В.

**Генератор с фазовой автоподстройкой частоты К564ГГ1** (рис. 10 2) Его структурная схема показана на рис. 10.2, *а*: 1 — ОУ DA1, на входе которого находится полевой транзистор; 2, 3 — два цифровых компаратора (2 — логический элемент Исключающее ИЛИ; 3 — четыре триггера); 4 — генератор, управляемый напряжением; 5 — выходная ступень, работающая с тремя устойчивыми состояниями.

При использовании микросхем для реализации петли фазовой автоподстройки можно воспользоваться выходом любого из двух компараторов. Петлевой фильтр на элементах R2, R3, C2 (рис. 10.2, *б*) ограничивает частотные пределы захвата генератора, следящего за изменением частоты входного сигнала. Номиналы элементов фильтра определяются верхней граничной частотой входного сигнала, поскольку избыточная постоянная времени вызывает чрезмерную задержку слежения петли. Управляемый генератор микросхемы формирует выходной сигнал в форме меандра с хорошей симметрией полуволн. Максимальная частота генератора равна 1 МГц. С помощью одного времязадающего резистора можно получить изменения частоты от 1 Гц до 1 МГц. Второй резистор R2 (рис. 10.2, *б*) служит для получения изменений частоты от нуля. Входное сопротивление генератора $10^{12}$ Ом. Коэффициент нелинейности характеристики преобразования генератора изменяется от 0,1 до 0,9 %, если



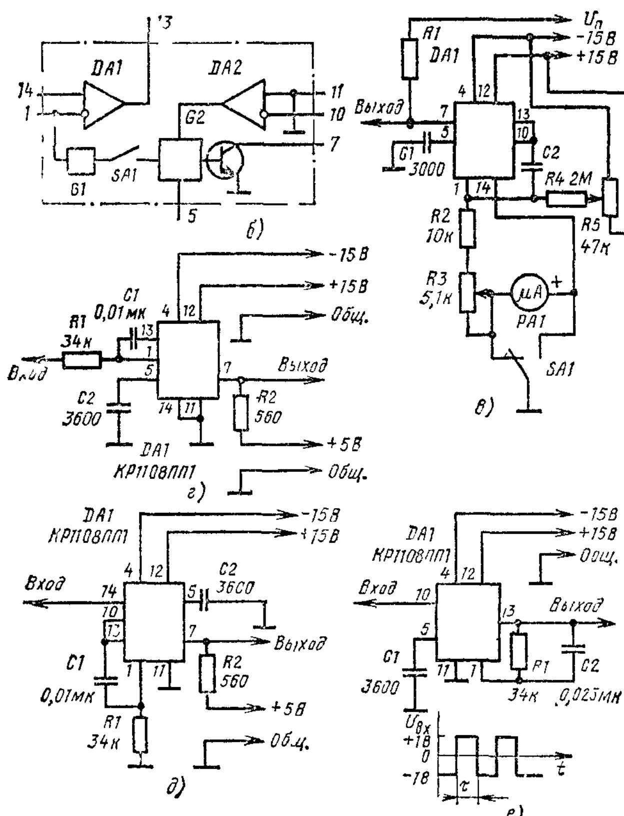




Рис. 10 1

напряжение питания изменять от 5 до 15 В, при этом максимальная частота изменяется от 0,7 до 1,9 МГц. Генератор способен работать при напряжениях питания от 3 до 10 В. На частоте 10 кГц он потребляет мощность 0,6 мВт. Коэффициент нелинейности на крайних диапазона при $R_н=400$ кОм и $U=5\pm2{,}5$ В равен 7,6 %.

На рис. 10 2, *в* показана зависимость средней частоты от номинала конденсатора C1.

Практические схемы генераторов представлены на рис. 10 2, *г* — 10 2, *к* На рис. 10 2, *г* показана простейшая схема генератора.

Здесь на вход генератора подано постоянное напряжение. Частоту выходного сигнала генератора можно регулировать резистором R2 до значений, определяемых выражением $f_{max}=1/[R_1(C_1+32\text{ пФ})]$. При нулевом напряжении на входе частота близка к нулю.

На рис. 10 2, *д* представлена другая схема генератора, где частота изменяется резистором R1. Для установки частоты выходного сигнала больше нуля можно добавить резистор R2 (рис. 10 2, *е*), тогда $f_{min}=1/[R_2(C_1+32\text{ пФ})]$, причем $R_2=R3=10$ кОм ... ... 1 МОм, $C_1$ — от 100 пФ до 0,1 мкФ.

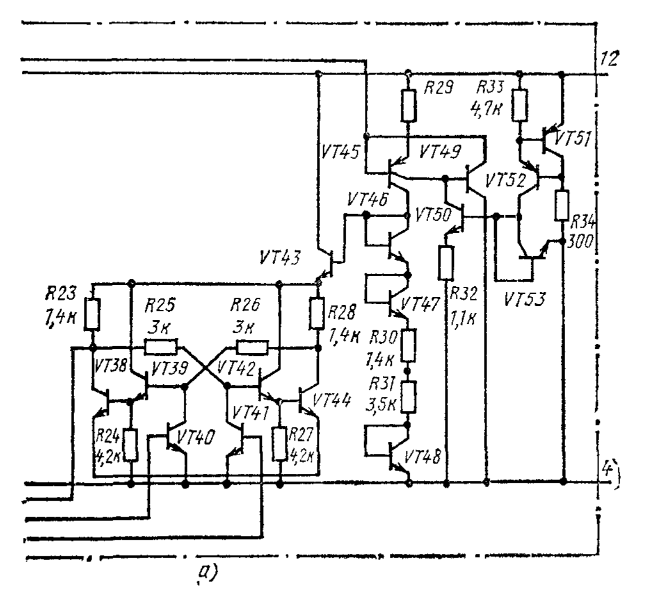
На рис 10.2, *ж* показана схема стробирующего генератора. Аналогичная схема показана и на рис. 10 2, *з*. Схема частотного модулятора показана на рис. 10 2, *и*. Подборкой резисторов R2 и R3 устанавливают пределы генерируемых частот: при $U_{вх}$, соответствующем логическому 0, $f_{min}$ и при 1—$f_{max}$.

Генератор по схеме рис. 10 2, *к* имеет центральную частоту 220 кГц. Операционный усилитель DA1 питается напряжением 7 В от параметрического стабилизатора на стабилитроне микросхемы DD1.

## Дешифраторы двоичных сигналов

**Дешифратор на десять выходов** (рис. 10.3). В микросхему К155ИД4 входят два дешифратора с четырьмя выходами и объединенными адресными входами и раздельными входами для стробирования (рис. 10.3, *а*). На этой микросхеме можно построить дешифратор с десятью выходами (рис. 10.3, *б*).

**Дешифраторы с 32, 64 и 256 выходами** (рис. 10.4). Они построены на микросхемах К155ИД3 с четырьмя адресными входами для подачи сигналов в коде 1—2—4—8, двумя входами стробирования A1 и A2 и шестнадцатью выходами 0—15. Если на оба входа стробирования подать напряжение низкого уровня и на том из выходов, номер которого соответствует десятичному эквиваленту входного кода, будет также низкий уровень, то на остальных выходах будет напряже-


а)

ние высокого уровня. Если хотя бы на одном из входов стробирования A1 и A2 будет уровень 1, на всех выходах будет уровень 1 независимо от входного кода.

На базе микросхемы К155ИД3 построены дешифраторы с 32 (рис. 10.4, *а*), 64 (рис. 10.4, *б*) и 256 (рис. 10.4, *в*) выходами.

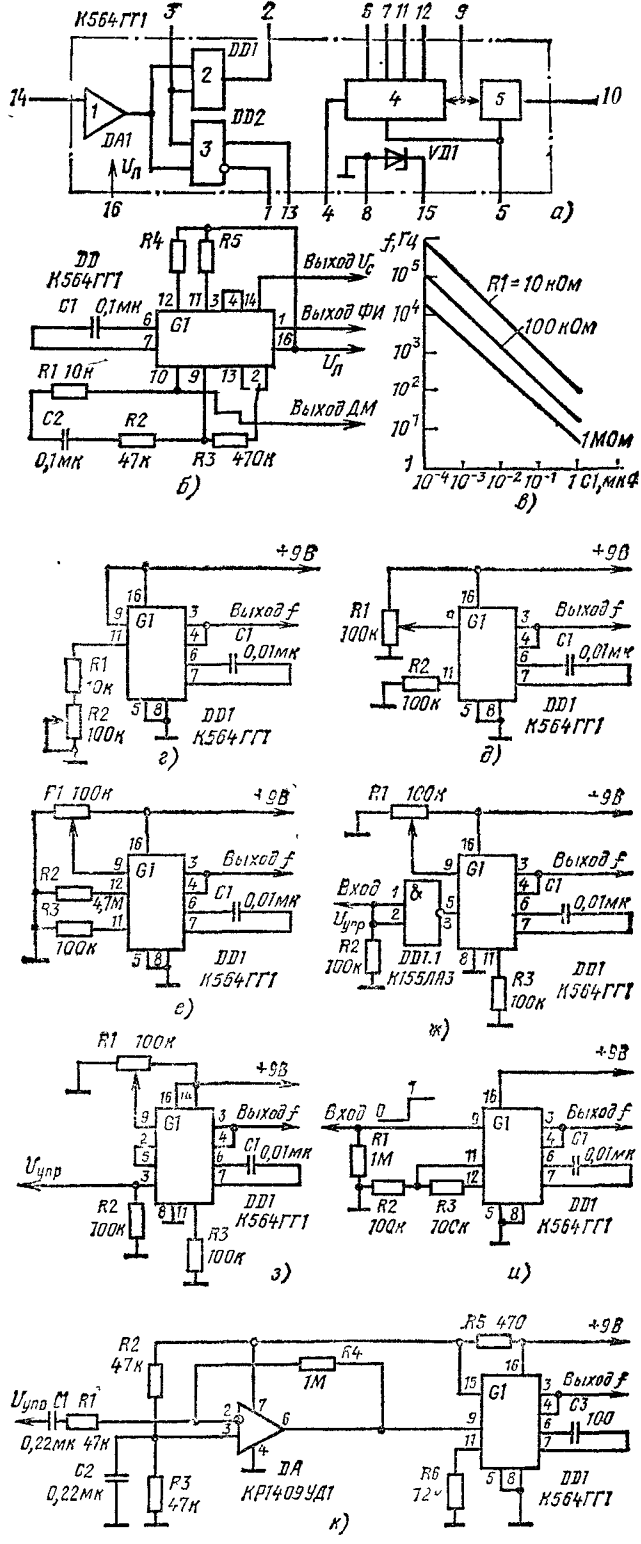
**Распределитель импульсов** (рис. 10.5, *а*). Он работает на частоте до 8 МГц. При формировании выходных сигналов отсутствует одновременная смена уровней на двух смежных выходах. В результате выходной сигнал не содержит импульсных помех от переключения.

Эпюры сигналов показаны на рис. 10.5, *б*.

**Формирователь программы К155РЕ3** (рис. 10.6, *а*). Он представляет собой 256-разрядное ПЗУ, работающее только на считывание информации. Программируемое постоянное запоминающее устройство служит для хранения стандартных подпрограмм в устройствах отображения и считывания. Оно состоит из дешифратора адреса матрицы 32×8 бит и выходной буферной ступени с открытым коллектором, позволяющей считывать информацию при наличии разрешающего сигнала на входе 3 (вывод 15, рис. 10.6, *б*). Устройство работает таким образом, что когда на вход 3 подан сигнал 1, все выходные буферные ступени блокированы, что соответствует состоянию 1. Значения входных и выходных кодов ПЗУ К155РЕ3 указаны в табл. 10.1. Структура ПЗУ допускает расширение памяти до N слов по K разрядов в слове. Схема включения ПЗУ для получения 16-разрядного слова изображена на рис. 10.6, *в*, а для увеличения числа слов используют схему на рис. 10.6, *г*. Дешифратор DD1 последовательно включает различные ПЗУ в зависимости от кода на входах 6—10.

Могут быть построены также дешифраторы на двух-трех ППЗУ, которые формируют сигналы на обоих резисторах. В этом случае на выходе можно формировать кодовые комбинации, которые не предусмотрены в таблице, на микросхему. Можно получить сочетание любых кодов в любой последовательности.

Основные параметры ПЗУ: входной ток сигнала 0 не более 1,6 мА, а сигнал 1 — 40 ... 80 мкА; выходное напряжение сигнала 0 составляет 0,5 В, выходной ток — не более 0,1 мА; время задержки распространения при включении и выключении по входу разрешения не более 50 нс; потребляемый ток не более 110 мА. Напряжение питания равно 5 В (плюс — вывод 16, вывод 8 — общий).


Рис 10 2

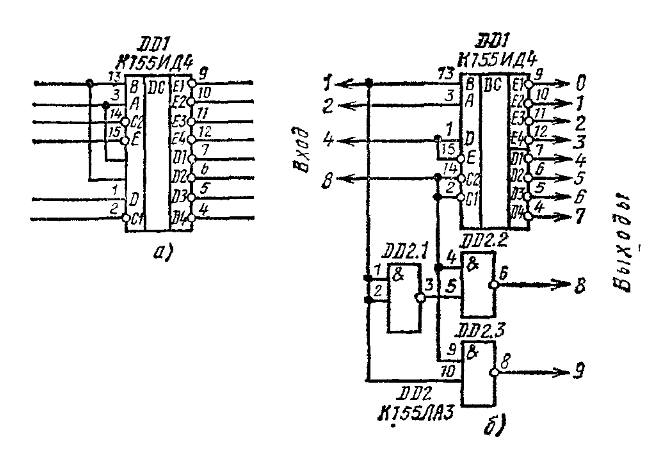
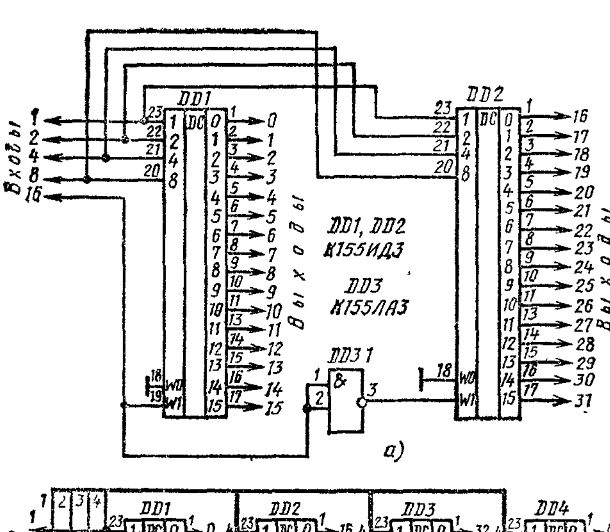



Рис. 10 3

**Таблица 10.1**

| Входной код | | | | | | | Выходной код | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Выводы | 14 | 13 | 12 | 11 | 10 | 15 | Выводы | 9 | 7 | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 |
| | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| | X | X | X | X | X | 1 | | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |



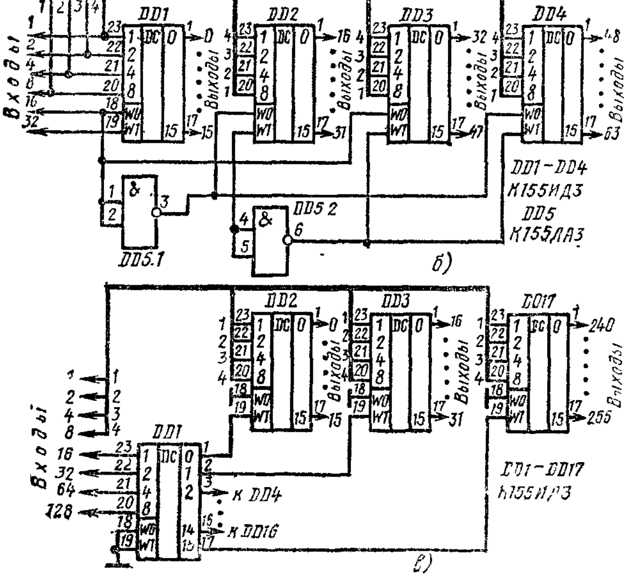




Рис. 10.4

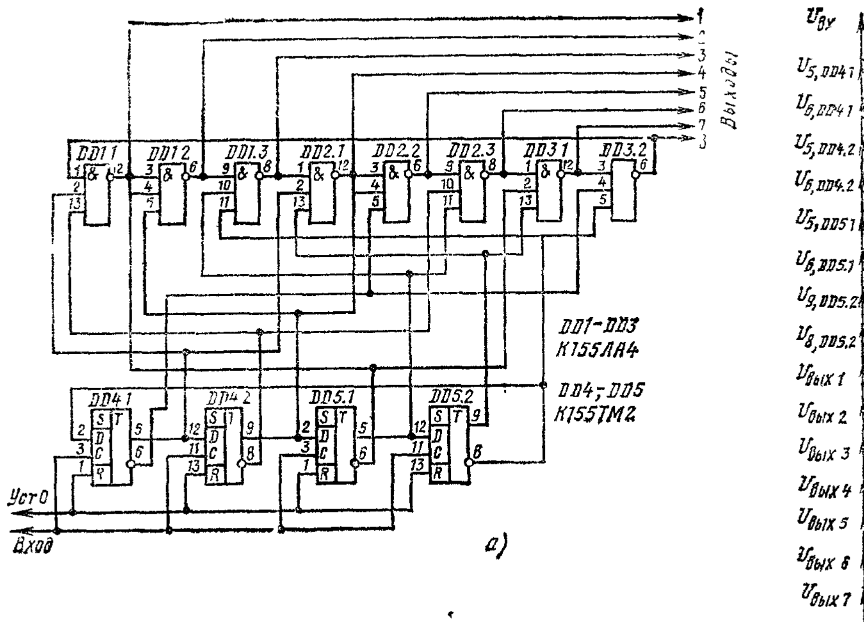
## Формирователи импульсных сигналов

**Устройство управления яркостью свечения лампы накаливания** (рис. 10.7, *а*) Оно построено на тринисторе. Пульсирующее напряжение с выхода выпрямительного моста VD1 — VD4 подается на тринистор VS1 и через цепь R1, R2, R3 на его управляющий электрод. Переменным резистором R2 можно регулировать порог включения тринистора. Если на вход управлеиия устройства подать переменное напряжение, то можио получить модуляцию светового потока лампы EL1.

Зависимость постоянного напряжения на тринисторе от управляющего напряжения показаиа иа рис. 10.7, *б*.

**Формирователь мощных импульсов** (рис 10 8). Формирователь построен на основе блокииг-генератора. При отсутствии входного импульса транзисторы закрыты. С приходом отрицательного импульса открывается транзистор VT1, а за ним и транзистор VT2 Коллектор транзистора VT2 связаи цепью положительной ОС через диод VD3 с базой транзистора VT1. Транзисторы открыты до тех пор, пока магнитопровод T1 не перейдет в состояние иасыщения. Индуктивность обмотки 1 при этом уменьшается, что приводит к уменьшению иапряжения на ней. Транзистор VT1 начинает закрываться, а из за этого еще сильнее уменьшается напряжение на обмотке I. В результате оба транзистора сиова закроются

**Узел захвата** (рис 10 9, *а*). Он обеспечивает появление выходного сигнала при совпадении по времени



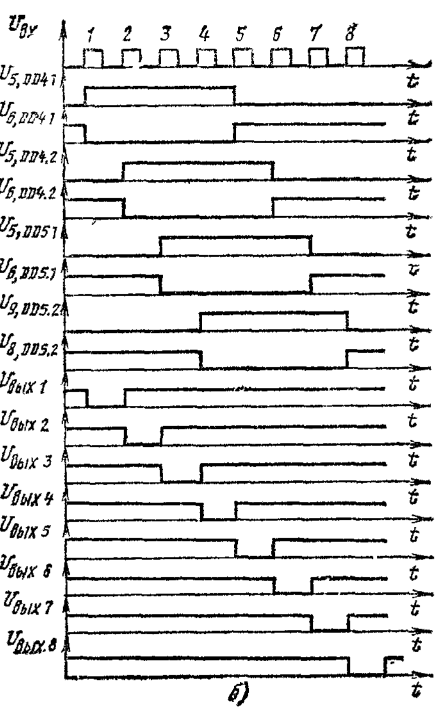




Рис. 10.5

Рис. 10.6

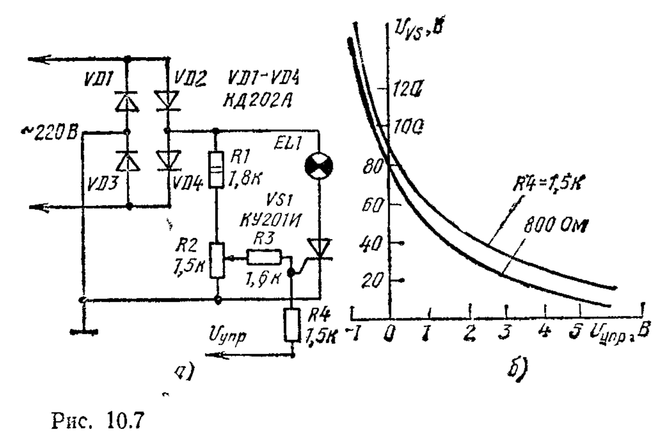



Рис. 10.7

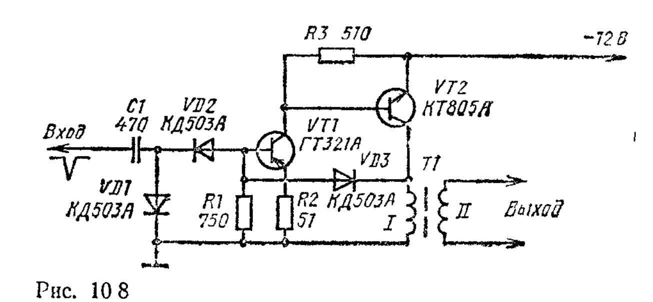



Рис. 10 8

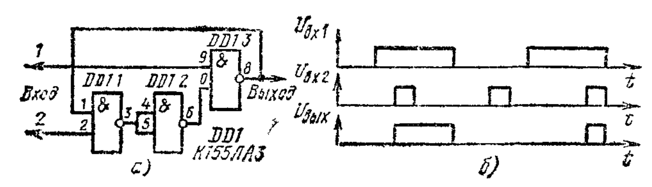



Рис 10 9

двух сигналов на входах 1 и 2. Причем выходной сигнал может продолжаться до момента окончания сигнала с входа 1, несмотря на то, что сигнал на входе 2 прекращается значительно раньше (рис. 10.9, *б*). Если у выходного сигнала выделять спад, то узел будет выполнять функции устройства задержки сигнала 2 на время действия сигнала 1.

**Формирователь сдвинутой последовательности импульсов** (рис. 10.10, *а*). Он представляет собой два двувходовых вентиля, соединенных в RS-триггер, с выходов которого можно снять противофазные сигналы. Задержка распространения сигналов в вентилях зависит от их емкостей нагрузки. Имея входную им-

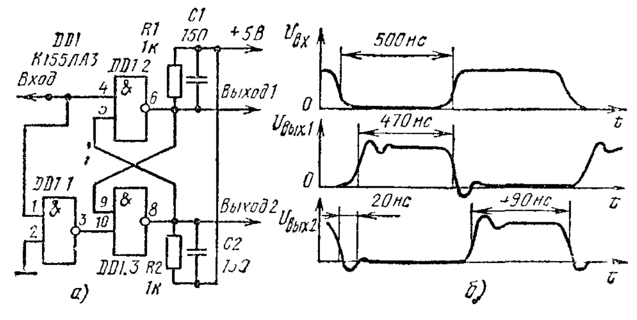



Рис 10 10

пульсную последовательность частотой 1 МГц, можно получить на одном выходе импульсы длительностью 470 нс, а на другом — длительностью 490 нс. Пауза между импульсами этих последовательностей составляет 20 нс.

На рис. 10 10, *б* показаны формы входных и выходных сигналов.

**Генератор случайной импульсной последовательности** (рис. 10.11). Генератор построен на сдвиговом регистре DD2 с цепью обратной связи, которая соединяет

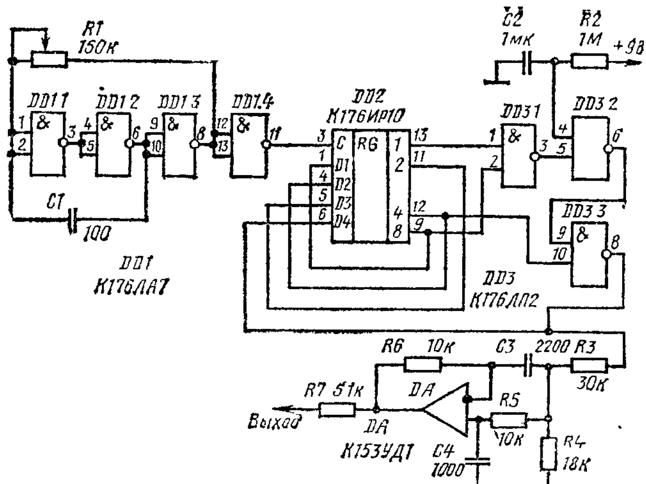



Рис. 10.11

выход последней ячейки регистра со входом первой. Тактовые сигналы формирует импульсный генератор на элементах микросхемы DD1. Его частоту можно менять переменным резистором R1. В цепь обратной связи регистра включены сумматоры по модулю 2, построенные на элементах микросхемы DD3

Если на входах сумматоров сигналы разные по длительности, то на выходе будет напряжение высокого уровня, а при одинаковых сигналах — низкого Комбинируя варианты включения сумматоров в цепь обратной связи, можно получать последовательности с разными периодами Максимальный период последовательности равен $2^n-1$, где n — число разрядов регистра.

Выходной сигнал регистра сдвига подается на фильтр нижних частот, выполненный на ОУ DA На выходе ОУ формируется случайная импульсная последовательность с полосой частот до 15 кГц при тактовой частоте 35 кГц.

## Согласующие устройства

**Магистральные формирователи** (рис 10 12). Для передачи импульсных сигналов по кабельным линиям используются магистральные формирователи: микросхема К109ЛИ1 имеет низкоомный выход и может работать с нагрузкой 75 Ом; К517ЛЕ1 выполнена с открытым эмиттером и может быть согласована с волновым сопротивлением кабеля; К559КП1 имеет выход с открытым коллектором; К559ИП2 предназначена для приема информации с линии Если информацию передавать через микросхему К517ЛЕ1 (по кабелю РК-75-1-II длиной 1,1 м или РК-75-2-II длиной 10,5 м или РК-75-3-II длиной 26 м или по скрученной паре проводов МГТФ-0,07), а принимать на К155ЛА3, то при стабильности напряжения питания 10 % напряжение помехи не превысит 0,35 В. При ста-

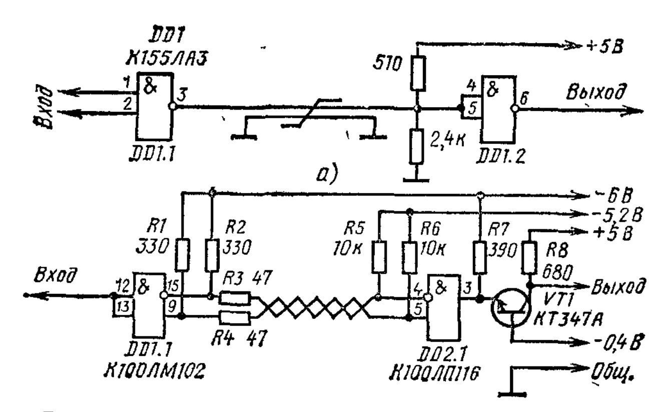


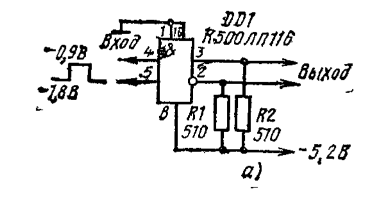

Рис. 10.12

бильности напряжения питания 5 % получим следующие длины магистрали при том же уровне помехи: для РК-75-1-II — 4 м, РК-75-2-II — 38 м, РК-75-3-II — 100 м, МГТФ — 25 м. Применение микросхем серии К559 на приеме и выдаче информации при стабильности питания 10 % и уровне помехи 0,4 В дает возможность получить следующие длины· РК-75-1-II — 2,5 м; РК-75-2-II — 21 м; РК-75-3-II — 55 м; МГТФ — 21 м.

Если для приема и передачи импульсных сигналов применять микросхемы серии К155 (рис. 10.12, *а*), то надежность передачи информации будет $<10^{-6}$ 1/бит при скорости 80 кбайт/с по магистрали вида: витая пара длиной 100 м. При этом задержка на линии при всех видах магистралей не превышает 4...6 нс/м. На рис. 10.12, *б* показана схема включения микросхем К100ЛМ102 и К100ЛП116 для работы с магистралью.

**Совмещение микросхем ЭСЛ и ТТЛ** (рис. 10 13). Для согласования логических уровней элементов, построенных на элементах ЭСЛ и ТТЛ, можно выбирать соответствующее смещение у элементов микросхем. На рис. 10.13, *а* показана схема включения элемента К500ЛП116 при напряжении питания 5,2 В. При напряжении 5 В (рис. 10.13, *б*) этот элемент будет иметь измененную структуру входных и выходных сигналов. Выходной сигнал в этом включении не соответствует уровням элементов ТТЛ.

Для согласования уровней можно применять узел на транзисторе (рис. 10.13, *в*). Выходной сигнал этого узла вполне подходит для элементов ТТЛ. Узел обладает большим быстродействием, чем предыдущий, и позволяет работать с длинными магистралями.



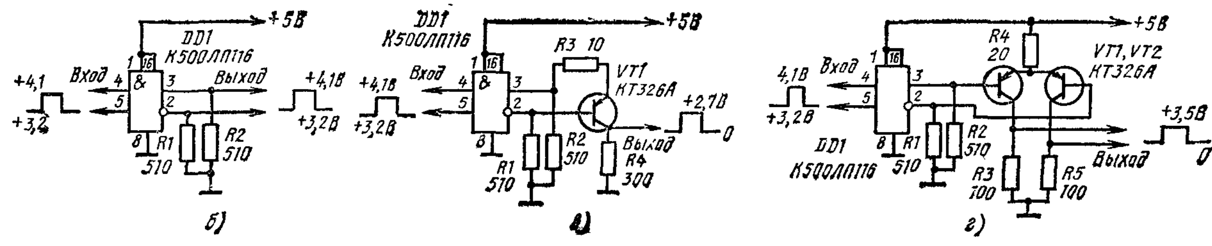




Рис. 10.13

На рис. 10.13, *г* представлена схема, где показаны передающие и приемные микросхемы, работающие с магистралью «витая пара». Транзисторы VT1 и VT2 преобразуют уровни ЭСЛ в ТТЛ.

В сериях К100 и К500 есть специальные микросхемы (например, К100ЛП29 и К100ЛП28), которые преобразуют различные уровни сигналов.

**Преобразователи уровней** (рис. 10.14). На выходе преобразователя (рис. 10.14, *а*) формируется сигнал длительностью, равной отрезку времени между сигналами на входах 1 и 2. Сигнал со входа 1 переключает триггер, собранный на элементах DD1.1 и DD1.2 в состояние, когда транзистор VT2 открыт, а VT3 — закрыт. Падение напряжения от протекающего коллекторного тока транзистора VT2 на резисторе R5 открывает транзистор VT1. На выходе появится положительное напряжение 12 В. С приходом сигнала на вход 2 транзистор VT3 откроется, а VT2 — закроется. Напряжение на выходе будет равно нулю.

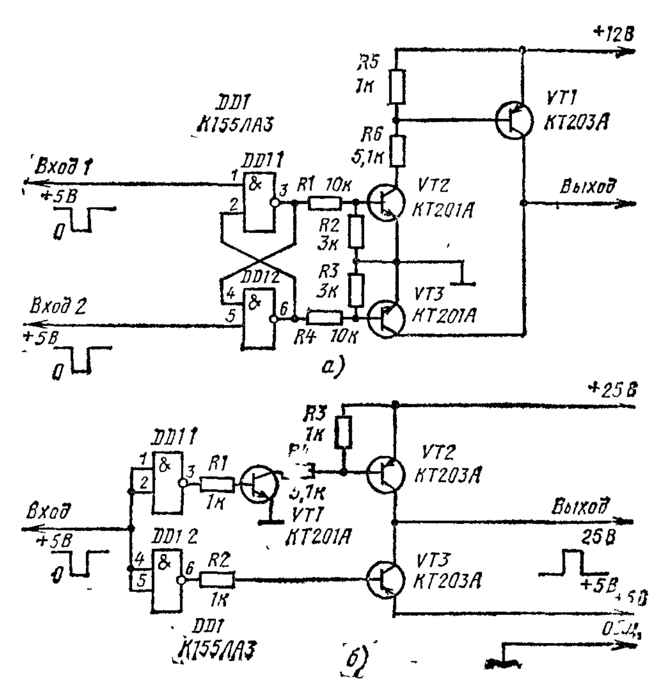
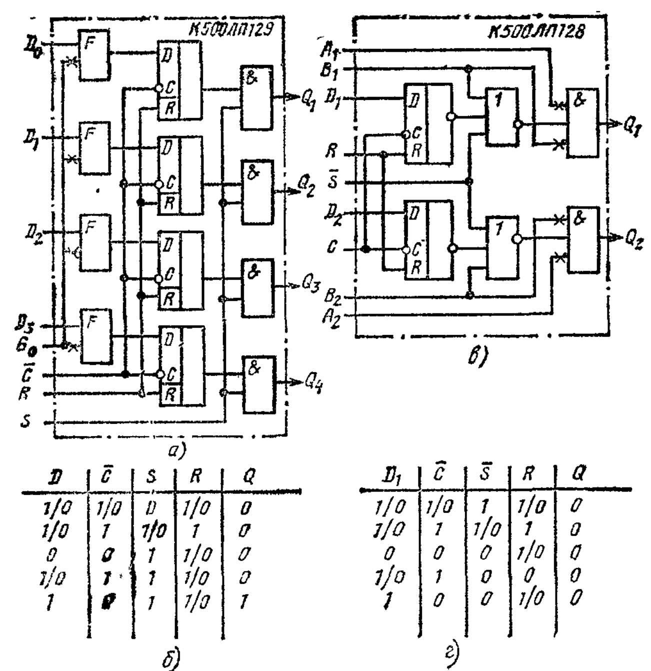



Рис. 10.14

С помощью преобразователя (рис. 10 14, *б*) можно получить амплитуду выходного сигнала 20 В. Выходное напряжение будет меняться от 5 до 25 В. Длительность выходного импульса равна длительности входного сигнала.

**Преобразователи сигналов** (рис. 10 15). Микросхема К500ЛП129 функционально состоит из четырех усилителей — преобразователей сигналов ТТЛ в ЭСЛ (рис. 10.15, *а*). Сигналы с усилителей поступают на




| $D$ | $\bar{C}$ | $S$ | $R$ | $Q$ |
|---|---|---|---|---|
| 1/0 | 1/0 | 0 | 1/0 | 0 |
| 1/0 | 1 | 1/0 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 1/0 | 0 |
| 1/0 | 1 | 1 | 1/0 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 1/0 | 1 |

б)

| $D_1$ | $\bar{C}$ | $\bar{S}$ | $R$ | $Q$ |
|---|---|---|---|---|
| 1/0 | 1/0 | 1 | 1/0 | 0 |
| 1/0 | 1 | 1/0 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 1/0 | 0 |
| 1/0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1/0 | 0 |

г)

Рис. 10.15

тактируемые D-тригерры, которые запоминают информацию, поступающую на входы D иа время тактового импульса (иа общем тактовом входе C). Триггеры имеют общий асинхроный вход обнуления R, действующий только при напряжении высокого уровня на тактовом входе. Информация с триггеров проходит на выход микросхемы через элементы И, которые выполняют операцию стробирования по общему входу S. Выходные уровии — стандартные ЭСЛ. Дополнительный вход C̄, не несущий логической информации, позволяет получить гистерезисную передаточную характеристику. Таблица состояний на рис. 10.15, *б* показывает взаимосвязь входных и выходиых сигиалов.

Микросхема К100АП128 (рис. 10.15, *в*) содержит два триггера с общими входами C и R, элементы ИЛИ для стробироваиия (общий вход S) и выходные усилители, преобразующие сигналы ЭСЛ в ТТЛ. Преобразователь имеет четыре дополнительных входа, не несущих логической информации. Таким образом, кроме преобразования логических уровией микросхемы могут иа время запоминать информацию при подаче сигнала 1 на вход C (с возможностью перевода в состояние 0 при подаче иа вход R сигнала 1).

На рис. 10.15, *г* представлена таблица состояний микросхемы К500ЛП128.

**Высоковольтный генератор** (рис. 10.16). Его транзисторы подбирают по напряжению лавииного пробоя в пределах ±2,5 В. Управляют генератором подачей сигнала положительиой полярности длительностью 10 нс. Время задержки выходного импульса меняется от 15 до 2 нс при изменении амплитуды входного

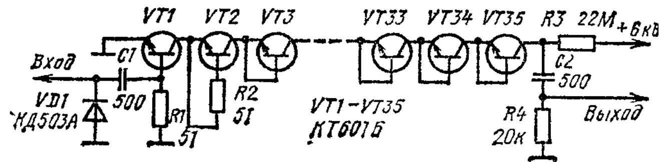



Рис. 10.16

сигнала от 1 до 10 В. Длительность выходного импульса с амплитудой 3 кВ определяется емкостью зарядного конденсатора: при изменении емкости от 50 до 500 пФ длительность меняется от 10 до 30 нс; длительиость фронта равна 3 нс. Частота срабатывания генератора 10 Гц; она зависит от номиналов элементов R1, C1.

**Делители частоты — распределители импульсов** (рис. 10.17). Схема делителя частоты на три представлена иа рис. 10.17, *а*, а иа рис. 17.17, *в* — делителя

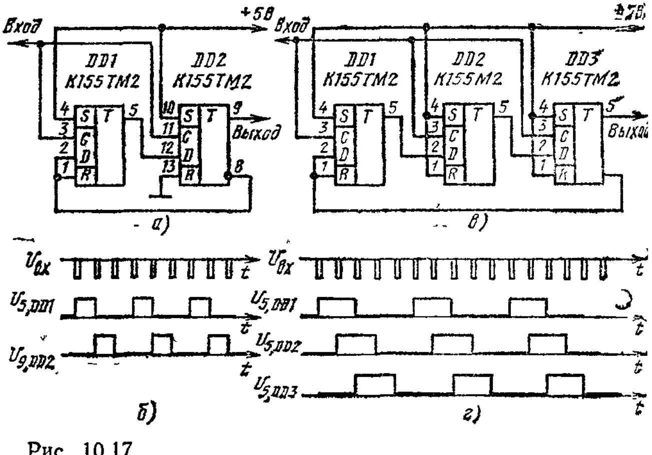



Рис. 10.17

частоты на пять. Особенность делителей в том, что их выходные сигналы сдвинуты один относительно другого иа период следования входных импульсов. Максимальная частота входиого сигнала определена скоростью переключения D-триггеров.

На рис. 10.17, *б*, *г* показаны формы сигналов в характерных точках схем.

# КОМПАРАТОРЫ, СРАВНИВАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА, ОГРАНИЧИТЕЛИ

Компараторы служат для определения знака разности двух входиых сигналов. К входу компаратора прикладывается аналоговый сигнал, а на выходе формируется сигиал дискретного вида, который может быть подан иа логический элемент. Таким образом, компаратор со стороны входа представляет собой аналоговое устройство, а со стороны выхода он подобен логическому узлу. Компараторы с двумя противофазными выходиыми сигналами имеют большие возможности согласования с логическими элементами. В связи с большой распространенностью элементов с ТТЛ и ЭСЛ структура выходных сигналов многих микросхемных компараторов согласована с ними.

Особенностью микросхемных компараторов является иаличие стробирующего входа, на который подают логический сигнал. Использование стробирования позволя-

ет проводить сравнение в определенном временном интервале. Возможны два вида стробирования: стробирующий сигнал устраняет влияние входного сигнала на состояние сигнала на выходе; стробирующий сигнал устанавливает выходной узел компаратора в одно из состояний, причем в дальнейшем выходное напряжение не зависит от изменений входного сигнала, т. е. в этих компараторах на выходе предусмотрен триггер.

Компараторы выполняют не только функции сравнения, но и хранения в цифровой форме результатов сравнения. При открывании входа компараторов его чувствительность резко возрастает за счет введения положительной обратной связи. Задержка между изменением полярности на входе и моментом записи сигнала в триггер значительно меньше задержки между изменением сигнала на входе и изменением состояния на выходе компаратора.

## Пороговые ограничители сигналов

**Импульсный формирователь фронта и спада импульсов** (рис. 11.1). Он предназначен для формирования коротких импульсов в момент положительного или отрицательного перепада входного сигнала. На

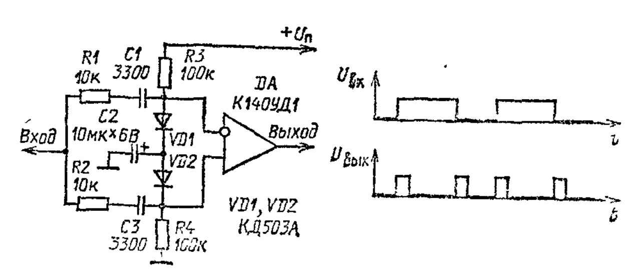



Рис. 11.1

входе включены две дифференцирующие диодные цепи, электрически связанные по постоянному току. Операционный усилитель служит формирующей ступенью. С ОУ устройство работает на частоте до 100 кГц; при использовании специализированных компараторов длительность выходных импульсов может быть менее 1 мкс.

На рис. 11.1, *б* показаны формы входных и выходных сигналов формирователя.

**Односторонний ограничитель** (рис. 11.2). Ограничитель с гистерезисной формой переключательной характеристики построен на ОУ, который может быть заме-

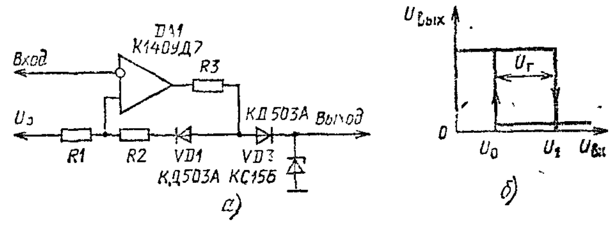



Рис. 11.2

нен компаратором. Ширина петли гистерезиса определяется выражением $U_г = U_{вх} - U_0 = (U_{ст} - U_0)\frac{R_1}{(R_1 + R_2)}$, где $U_{ст}$ — напряжение стабилизации стабилитрона VD3.

**Ограничитель на полевых транзисторах.** (рис. 11.3). Он построен на компараторе DA1 Входной повторитель обеспечивает входное сопротивление более 10 МОм. Режим по постоянному току полевых транзисторов выбран таким, что протекающий через них ток увели-

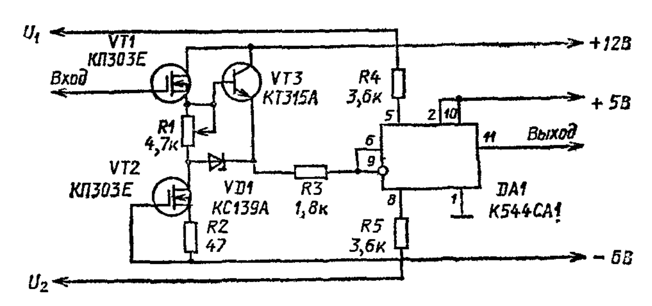



Рис. 11.3

чивается незначительно при изменении входного напряжения в пределах ±5 В. Изменение выходного тока повторителя обеспечивает транзистор VT3. Ограничение входного сигнала по верхнему уровню соответствует напряжению $U_1$, а по нижнему — $U_2$.

Чувствительность ограничителя 5 мВ, скорость срабатывания 200 нс, коэффициент усиления 700, выходное сопротивление 50 Ом.

**Управляемый ограничитель** (рис. 11.4, *а*). Ограничитель состоит из двух одинаковых узлов. Узел с ОУ DA1 преобразует положительную полуволну входного

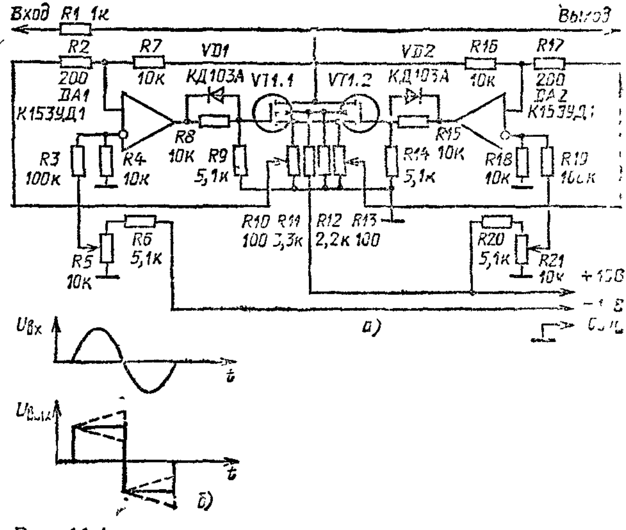



Рис. 11.4

сигнала, а с ОУ DA2 — отрицательную. Ограничение входного сигнала происходит в результате изменения проводимости полевого транзистора в каждом узле. Транзисторами управляет выходной сигнал ОУ. Выходной сигнал формируется, когда входной сигнал превышает порог, устанавливаемый резисторами R5 или R21. Когда полевой транзистор открывается, начинает действовать положительная ОС через переменные резисторы R10 или R13. В зависимости от глубины этой связи можно получить различный угол наклона вершин импульса (рис. 11.4, *б*).

Уровень входного сигнала ограничителя до 6 В; порог ограничения можно менять в пределах от 0 до ±5 В.

**Двухфункциональный компаратор** (рис. 11.5, *а*). Он построен на ОУ DA и может ограничивать сигнал как по амплитуде, так и по длительности. Резистором R3 устанавливают порог срабатывания, а R7 — уровень возвращения компаратора в исходное состояние. Когда входной сигнал имеет относительно большую частоту, то напряжение на конденсаторе C1 не успевает изменить-

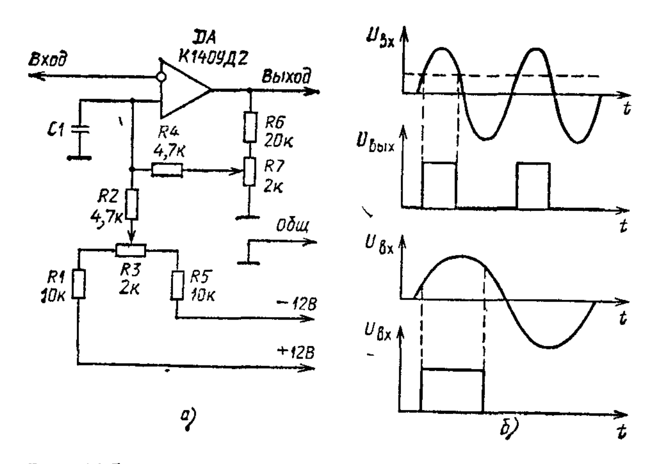



Рис. 11.5

ся С увеличением длительности прямоугольных импульсов напряжение на конденсаторе меняется. Поэтому меняется (увеличивается) напряжение возврата компаратора в исходное состояние.

Эпюры выходных и входных сигналов компаратора показаны на рис. 11 5, *б*.

**Диодный ограничитель** (рис. 11 6, *а*). На входы ОУ ограничителя подают сигналы с различных делителей, у которых равный коэффициент деления ($\alpha$ и $\beta$). Уровень $U_1$ определяется условием: $U_1=U_{вх}R_4/(R_3+R_4)-$

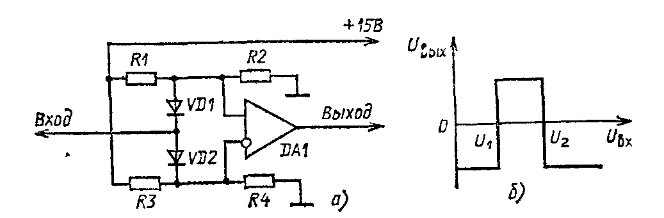



Рис. 11.6

$-U_д$, где $U_д$ — прямое падение напряжения на каждом диоде; для уровня $U_2=U_{вх}R_2/(R_1+R_2)+U_д$ Если положить $R1=R3=R$, а $R4=\alpha R$ и $R2=\beta R$, то $U_1=U_{вх}1/(1+\alpha)-U_д$ и $U_2=U_{вх}1/1+\beta+U_д$.

Эпюра работы ограничителя показана на рис. 11.6, *б*.

**Двухуровневый диодный ограничитель** (рис. 11.7, *а*). В этом устройстве верхний и нижний пороги ограничения обеспечивает один стабилитрон. Ширина гистерезисной характеристики компаратора может изменяться

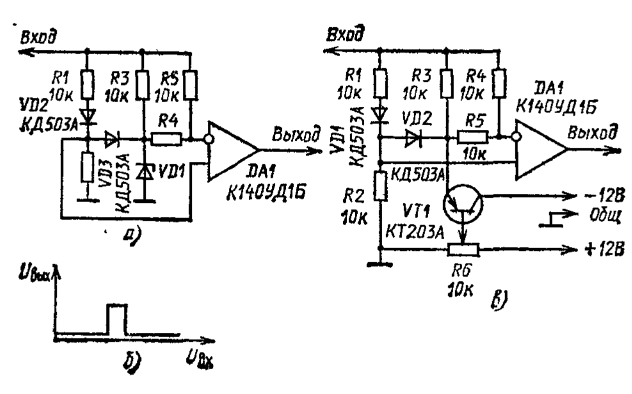



Рис. 11.7

независимо от порога срабатывания простой регулировкой соотношения сопротивлений двух резисторов. Когда входное напряжение меньше или равно напряжению стабилизации стабилитрона VD1 плюс падение напряжения на двух диодах VD2 и VD3 ($U_{вх}\leqslant U_{ст}+1{,}2$ В), напряжение на инвертирующем входе ОУ будет меньше входного напряжения на напряжение на диоде VD2: $U_{вх\,инв}=U_{вх}-0{,}6$ В. В противоположном случае $U_{вх\,инв}=U_{ст}+0{,}6$ В. При определении напряжения на инвертирующем входе следует иметь в виду, что стабилитрон выключен, $U_{вх}$ меньше или равно $U_{ст}$. Поэтому $U_{вх\,неинв}=U_{вх}$. Если же $U_{вх}$ больше $U_{ст}$, то стабилитрон открывается:

$$U_{вх\,неинв}=(U_0R_3+U_{вх}R_5)/(R_3+R_5).$$

Компаратор переключается, когда $U_{вх\,инв}$ больше $U_{вх\,неинв}$ и $U_{вх}=U_{ст}+0{,}6(1+R_5/R_3)$. Компаратор возвращается в исходное состояние, когда $U_{вх\,неинв}=U_{ст}+0{,}6(1+R_3/R_5)$.

Ширину петли гистерезиса характеристики компаратора (рис. 11.7, *б*) вычисляют по формуле $\Delta U=0{,}6(R_3^2+R_5^2)/(R_3R_5)$. Если $U_{вх}$ становится больше, чем $U_{ст}+1{,}2$, то резистор R1 ограничивает ток через диод VD2. Однако этот резистор изменяет порог включения ограничителя, при котором фактически включается компаратор $U_{вх}=[U_{ст}R_4(R_1+R_4)+0{,}6R_4(R_3+R_5)]/[R_4(R_3+R_5)-R_5(R_1+R_4)]$. Чтобы уменьшить сдвиг порога включения, необходимо, чтобы отношение R1/R4 было минимальным. Описанный ограничитель может работать только при фиксированном напряжении ограничения входного сигнала, которое связано с порогом проводимости стабилитрона VD1.

Для устройств с регулируемым напряжением ограничения целесообразно включить дополнительный транзистор и в цепь базы переменный резистор R4, который определяет порог (рис. 11.7, *в*).

**Компаратор на ОУ** (рис. 11 8, *а*). Подачей напряжения $U_{упр}$ устанавливают порог компаратора $U_1$ (рис. 11.8, *б*). Когда на входе большое отрицательное

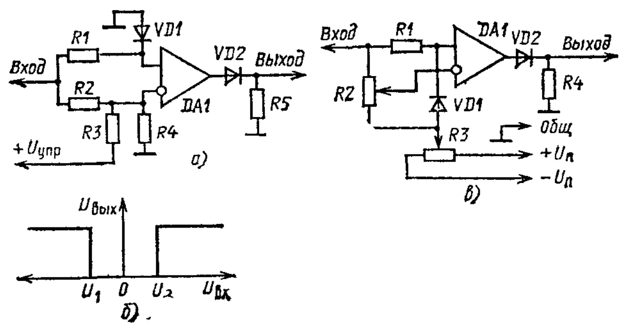



Рис. 11.8

напряжение, то это напряжение действует только на инвертирующий вход ОУ (благодаря диоду VD1). При уменьшении отрицательного входного напряжения до значения

$$U_1=U_{упр}\frac{R_2}{R_3}-U_д[1+R_2(1/R_4+1/R_3)],$$

(где $U_д=0{,}6$ В падение напряжения на диоде VD1) на выходе ОУ будет положительное напряжение Когда же входное напряжение близко к нулю, то на инвертирующем входе ОУ действует положительное напряжение При дальнейшем увеличении на входе положительного напряжения ОУ переключится; $U_2=U_{вх\,инв}R_2/R_3$. В этом случае диод не шунтирует вход ОУ и сигнал полностью поступает на неинвертирующий вход ОУ.

Для получения регулируемых порогов срабатывания компаратора можно использовать устройство на рис. 11.8, *в*. Переменным резистором R3 устанавливают пороговое напряжение $U_0$, при котором переключается ОУ. Ширину зоны чувствительности компаратора устанавливают переменным резистором R2. $U_1 = U_0 - U_д \times (1 + R_2/R_3)$. Здесь необходимо соблюдать условие $R1 \gg R3$.

## Двухуровневые ограничители

**Двухуровневый ограничитель на компараторе** (рис. 11.9, *а*). Он имеет передаточную характеристику гистерезисного типа (рис. 11.9, *б*). Пороги ограничения можно регулировать от +5 до −5 В. Напряжение

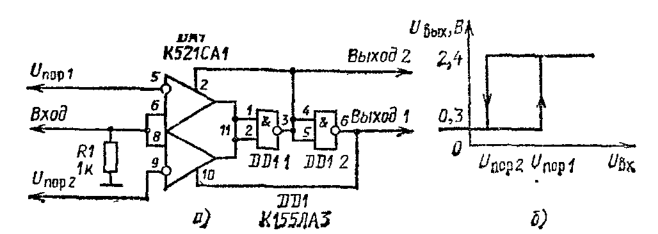



Рис. 11.9

входного сигнала может меняться от −5 до +5 В. Время задержки появления выходного сигнала на выходе 2 равно 120 нс. Температурный дрейф порога срабатывания компаратора равен 30 мкВ/°С.

**Амплитудный ограничитель** (рис. 11.10). Он построен на микросхеме DA1. В устройстве могут быть использованы симметричный и несимметричный выходы. При

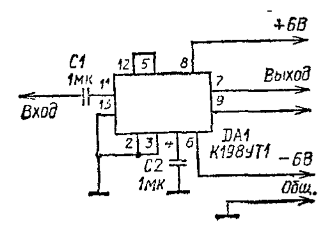



Рис. 11.10

симметричном выходе (выводы 7, 9) в выходном сигнале отсутствует напряжение постоянной составляющей.

Используя внешнее напряжение смещения, подаваемое на вывод 13, можно изменять уровень ограничения входного сигнала.

Частотная полоса входного сигнала 0...5 МГц; входное напряжение ограничения 100 мВ; коэффициент усиления напряжения в линейном режиме −30...60; максимальное выходное напряжение 2,5 В; входное сопротивление 5 кОм.

**Ограничитель на детекторах** (рис. 11.11, *а*). Передаточная характеристика двухуровневого ограничителя, состоящего из двух детекторных ступеней, показана на рис. 11.11, *б* (если принять $R1 = R8 = R9 = R12 = 2R$, $R2 = R3 = R4 = R5 = R6 = R7 = R$, $R10 = R11 = 4R$). Когда входной сигнал находится в пределах $U_1 \leqslant U_{вх} \leqslant U_2$, то $U_{вых} = U_{вх}$. При $U_{вх} \geqslant U_2$ получим $U_{вых} = U_2$, а при $U_{вх} \leqslant U_1$ $U_{вых} = U_1$.

**Двустороннее пороговое устройство** (рис. 11.12, *а*). Оно построено на двух ОУ DA1, DA2. Каждый из них выполняет функции двухполярного выпрямителя. Если положить $R1 = R2 = R3 = R10 = R11 = 2R$ и $R4 = R5 = R6 = R7 = R8 = R$, то передаточная характеристика будет иметь вид, показанный на рис. 11.12, *б*.

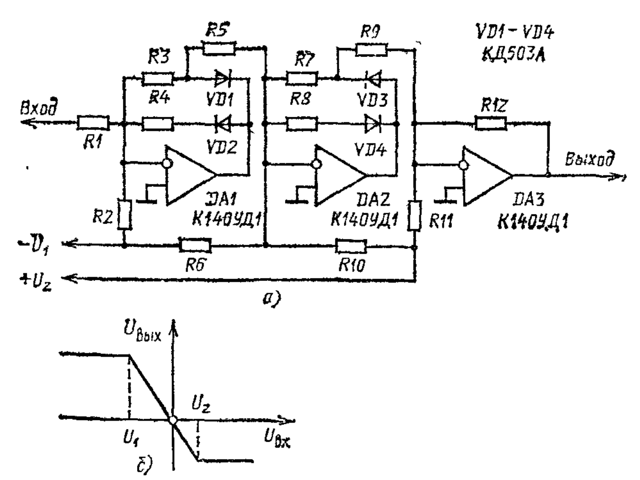



Рис. 11.11

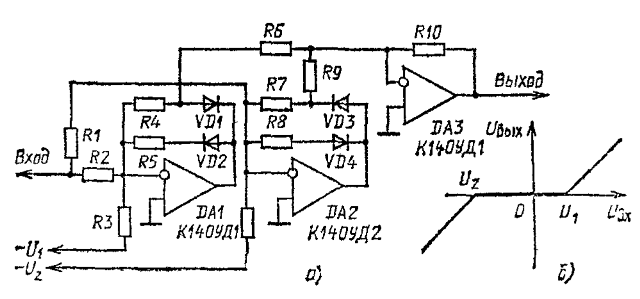



Рис. 11.12

Когда $U_2 \leqslant U_{вх} \leqslant U_1$, то $U_{вых} = 0$. При $U_{вх} \geqslant U_1$ получим $U_{вых} = U_{вх} - U_1$, при $U_{вх} \leqslant U_2$ $U_{вых} = U_{вх} - U_2$.

**Управляемый ограничитель** (рис. 11.13, *а*). Он построен на ОУ, который усиливает входной сигнал в 10 раз. На выходе ОУ включены два диода, которые являются пороговыми элементами. Напряжение закрывания

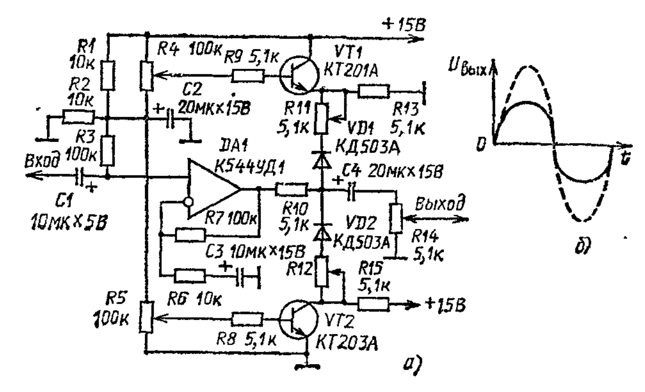



Рис. 11.13

диодов устанавливают резисторами R4 и R5. Для уменьшения выходного сопротивления порогового ограничителя включены транзисторы VT1, VT2. Порог ограничения можно регулировать в пределах от 0 до 7,5 В. Для установки уровня служат резисторы R11, R12.

На рис. 11.13, *б* показаны совмещенные входной и выходной сигналы.

**Нелинейный преобразователь** (рис. 11.14, *а*). Передаточная характеристика преобразователя показана на рис. 11.14, *б*. Кривая АВ состоит из двух прямых: на-

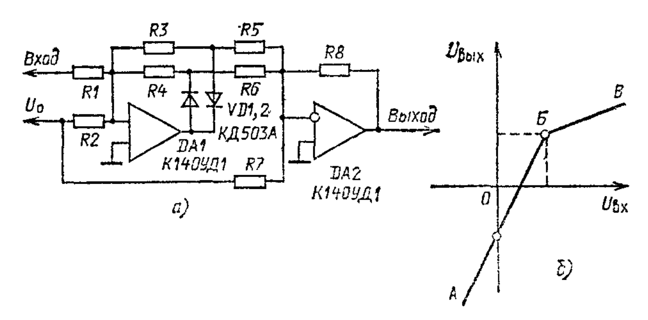



Рис. 11.14

клон прямой АБ определяется отношением $R_4R_8/(R_1R_6)$, прямой БВ — $R_3R_8/(R_1R_5)$. В точке С при $U_{вх}=0$ напряжение на выходе равно $U_{вых}=U_0R_4\times R_8/(R_6\cdot R_2)$. При входном напряжении $U_{вх}=U_0R_1/R_2$ напряжение на выходе $U_{вых}=U_0R_8/R_7$.

**Формирователь импульсов синхронизации** (рис. 11.15, *а*). Компаратор состоит из двух ОУ с разными порогами переключения (DA1 при —1 В, а DA2 при

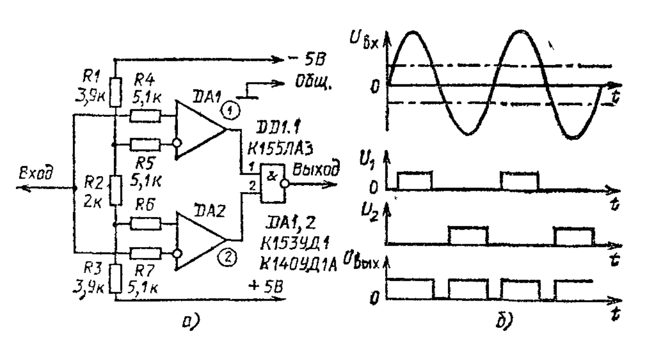



Рис. 11.15

+1 В). При нулевом входном сигнале на выходе обоих ОУ будет положительное напряжение, что вызывает появление напряжения низкого уровня на выходе элемента DD1.1. Когда входной сигнал положительный (1 В), переключается ОУ DA2 и на его выходе устанавливается отрицательное напряжение, что приводит к появлению высокого логического уровня на выходе (рис. 11.15. *б*). Если же входной сигнал отрицателен менее —1 В, то переключается ОУ DA1, что также приводит к напряжению высокого уровня на выходе. В том случае, когда входной сигнал, изменяясь от положительного к отрицательному или наоборот, переходит через нуль, элемент DD1.1 формирует короткие импульсы низкого уровня.

*Устройство двоичного сравнения* (рис. 11.16). Устройство сравнивает два двоичных числа А с В. Четырехразрядный код числа В по управляющему импульсу записывается в триггеры микросхемы DD1. Для записи кода на управляющий вход подают напряжение высокого уровня, а для хранения числа — низкого Число В в инверсном коде подают в сумматор DD2 Если число А отличается от числа В, то на выходах 1 и 2 появляются сигналы, которые показывают, какое число больше. В табл. 11.1 приведены числа, показывающие принцип взаимодействия сигналов.

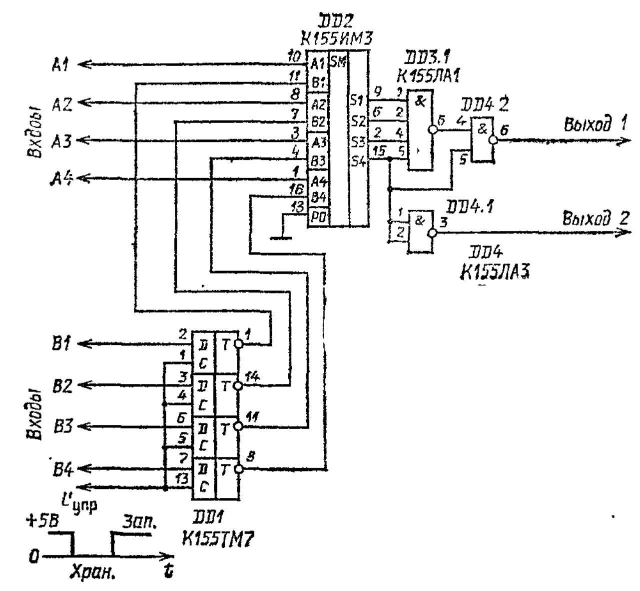



Рис. 11.16

Таблица 11.1

| А | В | S1 | S2 | S3 | S4 | А | В | S1 | S2 | S3 | S4 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 3 | 0 | 0 | 1 | 1 | 8 | 3 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 3 | 0 | 1 | 1 | 1 | 9 | 3 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 2 | 3 | 0 | 1 | 1 | 1 | 10 | 3 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 3 | 3 | 1 | 1 | 1 | 1 | 11 | 3 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 4 | 3 | 0 | 0 | 0 | 0 | 12 | 3 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 5 | 3 | 1 | 0 | 0 | 0 | 13 | 3 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 6 | 3 | 0 | 1 | 0 | 0 | 14 | 3 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 7 | 3 | 1 | 1 | 0 | 0 | 16 | 3 | 1 | 1 | 0 | 1 |

**Селектор импульсов** (рис. 11.17, *а*). Селектор запускается входным формирователем DD1.1. Входной импульс закрывает транзистор VT1. По фронту импульса начинается процесс зарядки конденсатора C1 от гене-

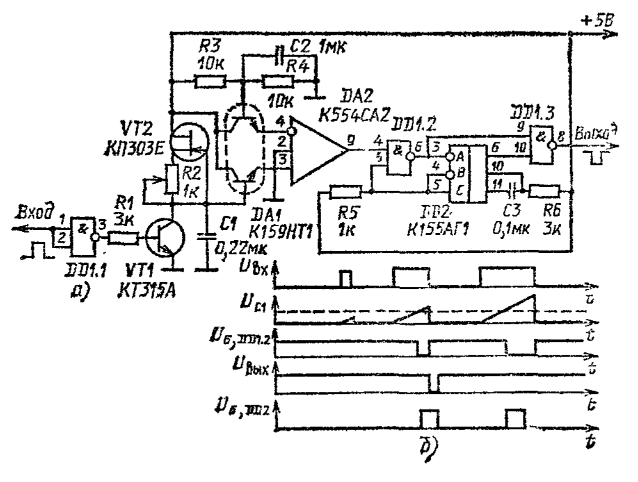



Рис. 11.17

ратора тока на транзисторе VT2, ток которого регулируется резистором R2. Напряжение с конденсатора через повторитель подается на неинвертирующий вход компаратора DA1. На неинвертирующем входе компаратора устанавливают пороговый уровень напряжения его переключения. После переключения на выходе компаратора появляется положительный импульс, который запускает ждущий мультивибратор DD2. В результате работы мультивибратора и логического устройства на элементах DD1.2, DD1.3 на выходе селектор формирует сигнал, длительность которого пропорциональна разности длительностей, действующих на входе импульсов. Если длительность входного импульса мала, то конденсатор не успеет зарядиться до порога переключения компаратора. В результате на выходе селектора сигнала не будет.

Когда входной сигнал имеет большую длительность, то спад выходного импульса компаратора будет следовать после спада импульса ждущего мультивибратора. В результате на выходе сигнала также не будет. Только в том случае, если спад входного сигнала будет содержать спад импульса мультивибратора, на выходе селектора формируется импульсный сигнал, т. е. селектор выделяет сигналы в заданном интервале длительности. С указанными на схеме номиналами элементов он позволяет выделять импульсы с длительностью 180..200 мкс.

На рис. 11.17, *б* показана форма сигналов в характерных точках устройства.

**Ограничитель на логических элементах** (рис. 11.18, *а*). Он построен на логических элементах. В результате действия цепи R1, VD1 элемент DD1.3 переключается

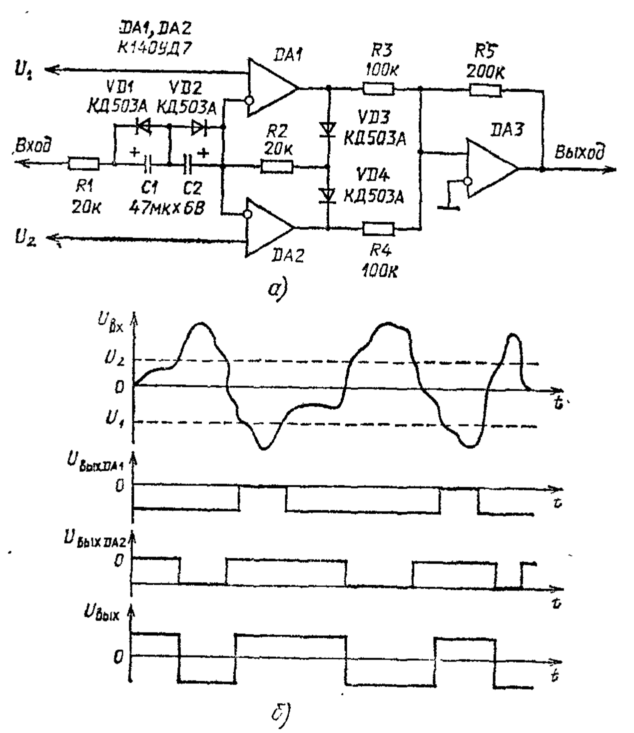



Рис. 11.19

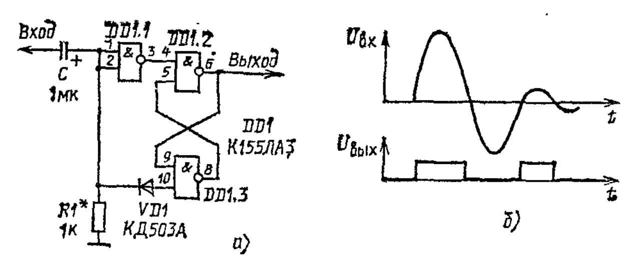



Рис. 11.18

при напряжении, близком к нулю. Входной сигнал положительной полярности превышает порог переключения элемента DD1.3, который обратной связью через элемент DD1.2 фиксируется в этом состоянии. Обратная связь позволяет свести к минимуму длительность фронта и спада выходного сигнала. После спада входного сигнала переключается элемент DD1.1, который возвращает элемент DD1.2 в исходное состояние.

Ограничитель работает устойчиво на частоте 1 кГц и более. Для сигналов с меньшей частотой следования необходимо исключить конденсатор C1 и согласовать ограничитель по входу с источником сигнала. Подборкой резистора R1 можно регулировать порог срабатывания ограничителя.

На рис. 11.18, *б* показана форма входного и выходного сигналов.

## Составные ограничители

**Пороговый преобразователь сигнала** (рис. 11.19). Операционный усилитель ОУ DA1 имеет отрицательный порог переключения $U_1$, а ОУ DA2 — положительный $U_2$; ОУ DA3 совместно с резисторами R3—R5 образуют триггер Шмитта. Когда входной сигнал превышает порог $U_2$, ОУ DA2 переключается, на его выходе устанавливается отрицательное напряжение, равное входному. Это отрицательное напряжение переключит триггер Шмитта и на его выходе также возникнет отрицательное напряжение. Когда входное напряжение становится отрицательным и превышает порог $U_1$, ОУ DA1 переключится и на его выходе установится положительное напряжение, равное входному. Триггер Шмитта переключится и на его выходе установится положительное напряжение. Таким образом, ограничитель срабатывает при входном напряжении, превышающем пороговое.

**Сравнивающее устройство** (рис. 11.20, *а*). На вход устройства подают исследуемый сигнал. На вход управления поступает двухполярный сигнал пилообразной формы с амплитудой 1 В. На выходах устройства фор-

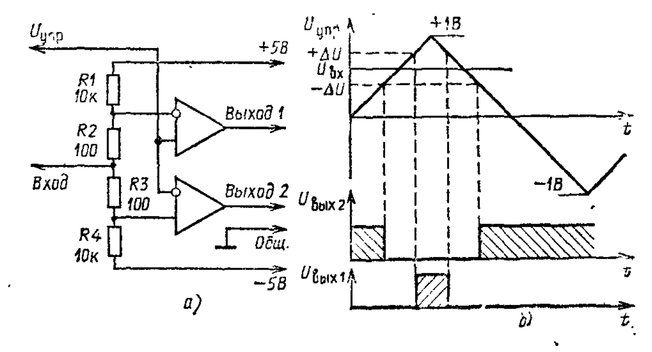



Рис. 11.20

мируются сигналы, вид которых показан на рис. 11.20, *б* (форма соответствует положительному значению входного сигнала; для отрицательных значений входного сигнала показанные выходные сигналы меняются местами). Интервал срабатывания устройства определяется делителями R1, R2 и R3, R4; напряжение $\Delta U \leqslant 0{,}5$ В.

**Двухпороговый компаратор** (рис. 11.21, *а*). Компаратор по схеме на рис. 11.21, *а* выполнен на двух ОУ. Пороги срабатывания устанавливают подборкой элементов делителя R1—R3. На рис. 11.21, *б* показана практи-

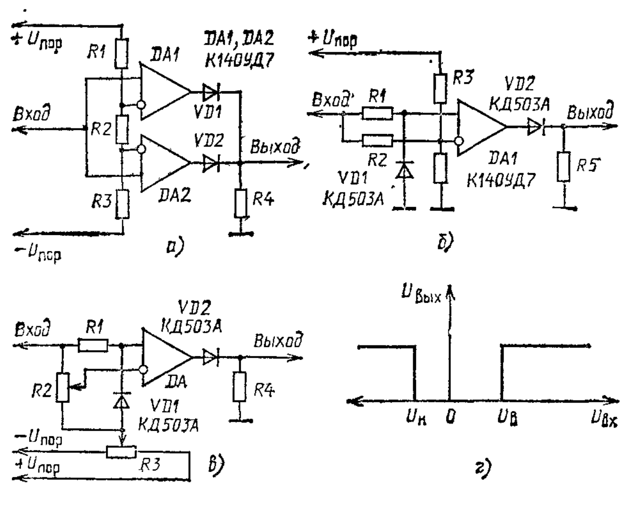



Рис. 11.21

ческая схема двухпорогового компаратора на одном ОУ. Когда входное напряжение закрывает диод VD1, оно поступает на неинвертирующий вход ОУ. Напряжение на инвертирующем входе представляет собой сумму питающего и входного напряжений. Напряжение верхнего порога равно $U_в = U_{пор}R_1/(R_1+R_2)$. Когда входное напряжение открывает VD1, напряжение на неинвертирующем входе равно $U_{VD1} = -0{,}7$ В. Значение нижнего порога определяется выражением

$$U_н = -U_{пор}R_3/R_2 - U_{VD1}[1+R_3(1/R_1+1/R_2)]$$

при $U_{VD1} \geqslant 0$ и $U_н \leqslant -U_в$

Для регулировки порогов срабатывания ОУ можно предусмотреть два переменных резистора R1 и R3 (рис. 11.21, *в*). Напряжение на движке резистора R2 равно $U_1 = U_в$, а на движке R3 $U_н = U_1 - U_{VD1}(1+r)$, где $r = R_3/R_1$.

Характеристика компаратора показана на рис. 11.21, *г*.

**Компаратор с релейной нагрузкой** (рис. 11.22). Нагрузкой компаратора служат два реле K1 и K2, которые включаются при установленных уровнях входного сигнала. Когда входное напряжение превышает верхний заданный уровень, срабатывает реле K1 и включается светодиод HL1, а при уменьшении входного сигнала до нижнего уровня — реле K2 и светодиод HL2. Уровни срабатывания устанавливают переменными резисторами R4 и R9. Пределы изменения верхнего и нижнего уровней регулируют переменными резисторами R5 и R10. Образцовое напряжение формирует стабилитрон VD1. Для температурной компенсации включен диод VD2.

Входной сигнал подается одновременно на оба ОУ. Когда входной сигнал превышает верхний уровень, срабатывает ОУ DA1, а при уменьшении ниже нижнего уровня — ОУ DA2. Уровни срабатывания можно устанавливать в пределах от 0 до 5,6 В.

**Амплитудный дискриминатор** (рис. 11.23). Дискриминатор формирует на выходе прямоугольный импульс в случае, когда на его входе действует импульс с заданной амплитудой. Таймеры DD1, DD2 включены по схеме мультивибратора. Такой мультивибратор формирует выходной импульс длительностью $\tau = 1{,}1\,R_7C_5$ или $1{,}1\,R_9C_6$, если на запускающий вход таймеров (вывод 2) подаются отрицательный перепад напряжения ниже уровня $U_п/3$. Делители напряжения, подключенные к запускающему входу таймеров, позволяют регулировать смещение в пределах от $U_п/3$ до $U_п$. При $U_п = 15$ В дискриминатор может запускаться отрицательными импульсами с амплитудой от минимального значения, близкого к нулю, до 10 В.

Если на оба таймера подано одинаковое смещение, то они запускаются одновременно. Поскольку выход одного таймера (DD1) подключен к входу сброса второго, при запуске верхнего по схеме ждущего мультивибратора нижний заторможен. Когда же порог срабатывания таймера DD1 устанавливают более высоким, чем у DD2, выходной импульс формируется только в случае, если амплитуда входных импульсов лежит в пределах между двумя порогами. Импульсы, амплитуда которых ниже порога таймера DD2, не запустят ни один мультивибратор. Входные импульсы, превышающие порог таймера DD1, запустят оба. Однако, поскольку нижний мультивибратор блокируется верхним, выходной импульс не формируется. При регулировке дискриминатора устанавливают «окно», равное разности между двумя порогами.

Для параметров элементов, указанных на схеме, и напряжения питания 15 В входной порог регулируется от 0 до 10 В, а ширина окна может изменяться от максимального значения 10 В до нуля.

**Компаратор на двух транзисторах** (рис 11.24, *а*). Если входной сигнал меньше напряжения на базе тран-

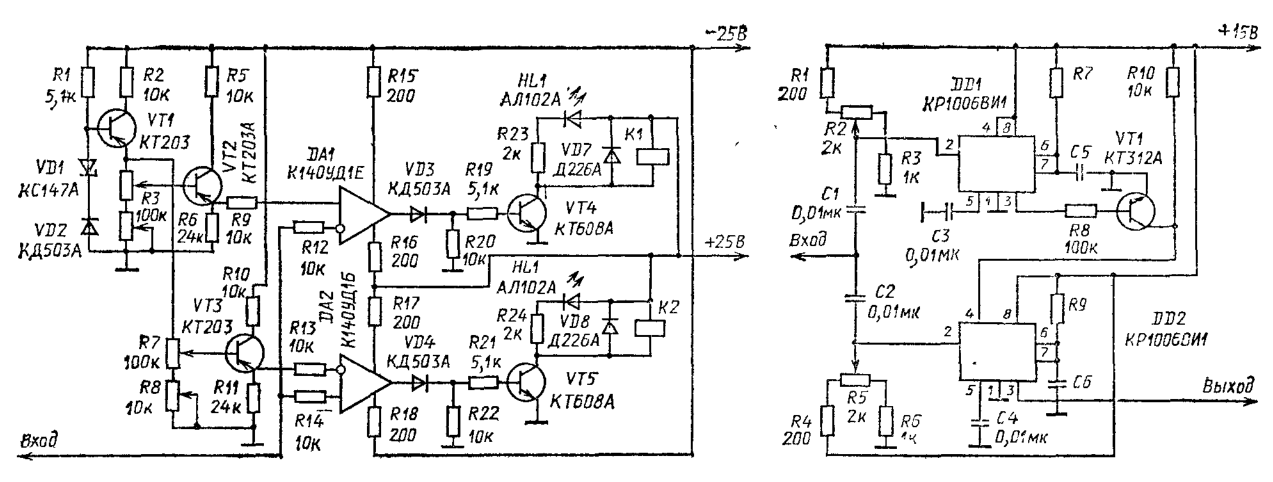



Рис. 11.22

Рис. 11.23

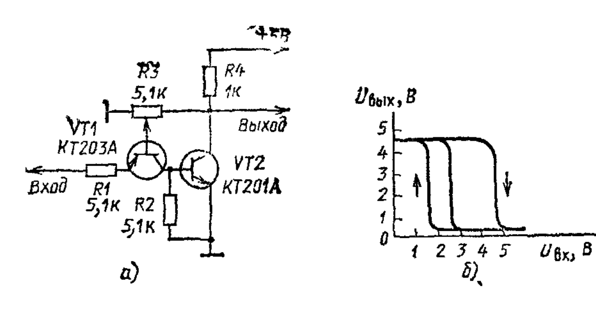



Рис. 11.24

зистора VT1, оба транзистора закрыты. С превышением этого напряжения открывается транзистор VT1, а следом за ним и VT2. Напряжение на коллекторе транзистора VT2 резко уменьшается, что вызывает еще более глубокое открывание транзистора VT1. В результате положительной ОС оба транзистора быстро входят в насыщение. При уменьшении входного напряжения, когда оно достигнет значения приблизительно 1,6 В, транзисторы выходят из насыщения и также быстро закрываются.

Переменным резистором R3 можно регулировать порог открывания транзистора VT1 и, таким образом, уменьшать ширину гистерезиса характеристики переключения (рис. 11.24, *б*).

# ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Преобразователи частоты служат для преобразования аналогового входного сигнала несущей частоты в сигнал другой, как правило, более низкой промежуточной частоты. Закон частотной и амплитудной модуляции входного сигнала при этом не меняется. Преобразователь состоит из двух узлов: смесителя и гетеродина. Гетеродин представляет собой генератор. Входной сигнал $f_c$ преобразуется в сигнал промежуточной частоты $f_{пр}$. Смеситель является нелинейным устройством. В выходной цепи смесителя образуется множество колебаний с комбинационными частотами вида $f = |mf_c \pm nf_г|$, где m, n = 0, 1, 2,... Однако из этих колебаний используется в качестве сигнала промежуточной частоты только одно. Нагрузка смесителя предопределяет собой избирательную систему, настроенную на выбранное значение $f_{пр}$. Требуемое значение промежуточной частоты может быть обеспечено соответствующим выбором значений $f_г$, m, n. Обычно промежуточную частоту в приемных устройствах выбирают меньше, а в передающих устройствах — больше частоты входного сигнала.

В выходной цепи смесителя интенсивность высших гармоник сигнала очень мала, поэтому чаще всего используют первую гармонику (n = 1). Режим преобразования при n > 2 выбирают лишь в тех случаях, когда по каким-либо техническим причинам построить гетеродин на нужную частоту невозможно. При этом стремятся видоизменить сигнал гетеродина, чтобы он содержал сигналы высших гармоник значительной интенсивности.

Аналоговые преобразователи частоты получили распространение для сигналов с амплитудой менее 0,1 В и при амплитудной модуляции входного сигнала. Для преобразования сигналов амплитудой более 0,3 В последнее время все чаще применяют СВЧ дискретные делители частоты. Сейчас частотный диапазон цифровых счетчиков и делителей частоты поднялся до 1500 МГц. Применение таких счетчиков позволяет получить на выходе сигналы с любой заданной частотой. Однако следует иметь в виду, что информация об амплитудной модуляции не сохраняется. Цифровой способ преобразования частоты входного сигнала применим только для частотной (ЧМ) и фазовой (ФМ) модуляций.

## Импульсные преобразователи

**Удвоитель частоты с автоматическим смещением** (рис. 12.1). Он выполнен на основе ждущего мультивибратора DD2 Мультивибратор запускают фронтом и спадом входного сигнала. Фронт подают на вывод 3 мультивибратора, а спад — через конденсатор C3 на вывод 5. В результате на выходе удвоителя формируется меандр с удвоенной частотой. Для работы устройства в широких пределах входной частоты сигнал с вывода 6 подается на интегрирующую цепь R4, C2, где выделяется постоянная составляющая сигнала. Часть этого напряжения с переменного резистора R5 подается на базу транзистора VT2, который управляет током через транзистор VT1. Этот ток приблизительно равен 5 мА. При увеличении частоты входного сигнала пропорционально увеличивается напряжение на интеграторе, а значит, и ток через транзистор VT2. При увеличении зарядного тока конденсатора C2 уменьшается длительность выходного импульса, что, в свою очередь, приводит к уменьшению напряжения на интеграторе. Благодаря большому коэффициенту усиления в цепи ОС коэффициент заполнения выходного сигнала сохраняется равным 50 % в частотных пределах 1000 : 1. Удовлетворительные результаты стабилизации выходного сигнала достигаются, когда максимальная частота меньше f = 1/800 C2, где C2, Ф; f, Гц.

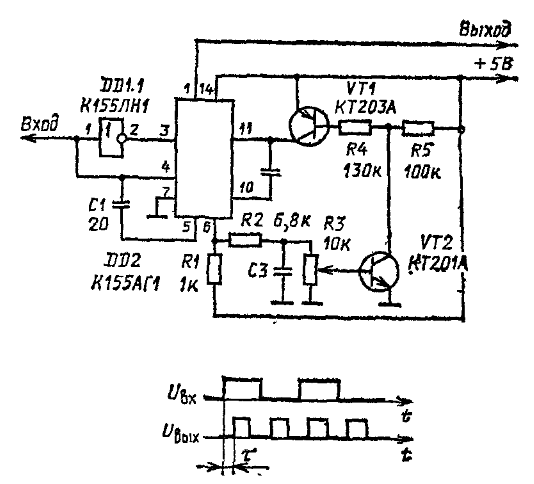



Рис. 12.1

Емкость интегрирующего конденсатора C2 выбирают с таким расчетом, чтобы обеспечить фильтрацию выходного напряжения на самой низкой частоте, т. е. $C_2 > 1/1000 \cdot f_{min}$. Задержка выходного сигнала относительно входного составляет около 30...40 нс. На частоте ниже 1 МГц этой задержкой можно пренебречь.

**Удвоитель частоты прямоугольного сигнала** (рис. 12.2, *а*). Удвоитель построен на ждущем мультивибраторе DD2. Благодаря временной задержке сигнала элементом DD1.1 мультивибратор запускается фронтом входного сигнала и через конденсатор C2 — его спадом.

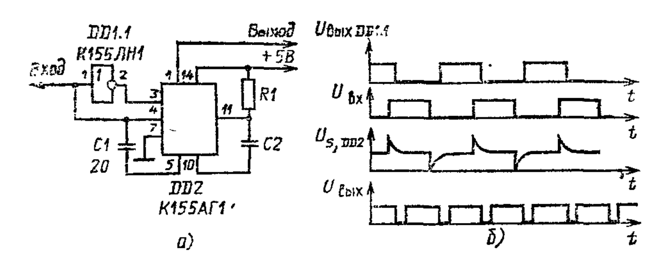



Рис. 12.2

В результате на выходе мультивибратора формируется прямоугольный сигнал с удвоенной частотой. Подборкой соответствующей постоянной времени цепи R1, C1 можно получить на выходе сигнал с коэффициентом заполнения 50 % на фиксированной частоте. Для надежности запуска микросхемы DD2 следует включить резистор сопротивления 1 кОм между выводом 3 и выходом элемента DD1.1.

На рис. 12.2, *б* показаны формы сигналов в характерных точках устройства.

**Высокочастотные делители частоты** (рис. 12.3). Они предназначены для понижения частоты радиочастотных сигналов синусоидальной или импульсной формы в заданное число раз.

*Счетчик К193ИЕ1* (рис. 12.3, *а*) является делителем частоты на два. Основные параметры счетчика: напряжение питания 5,2 В±5 %; потребляемый ток 18 мА; полоса рабочей частоты от 40 до 500 МГц; размах входного синусоидального сигнала от 0,4 до 0,8 В; входное сопротивление 50 Ом; выходное напряжение при сопротивлении нагрузки 500 Ом и емкости 3 пф от 0,4 до 1,8 В. Условное схемное обозначение счетчика показано на рис. 12.3, *б*. Источник сигнала к входам микросхемы подключают через разделительные конденсаторы. Делителями частоты можно управлять одним или двумя (парафазными) сигналами. Варианты включения микросхемы представлены на рис. 12.3, *в* и *г*. На рис. 12.3, *д* и *е* показаны каскадные делители частоты.

*Счетчик К193ИЕ2* (рис. 12.3, *ж*) служит управляемым делителем частоты с коэффициентом деления 10/11. Основные параметры счетчика: напряжение питания 5,2 В±5 %; потребляемый ток 60 мА; полоса рабочей частоты входного сигнала от 40 до 500 МГц (по ЭСЛ) и от 40 до 200 МГц (ТТЛ); размах входного напряжения от 0,4 до 0,8 В; выходное напряжение на выходе ЭСЛ при нагрузке сопротивлением 500 Ом и емкости 3 пФ более 350 мВ, а на выходе ТТЛ при нагрузке сопротивлением 2 кОм более 1,5 В; уровни входного напряжения по цепям управления для сигнала 0 менее 3,5 В, а для сигнала 1 не менее 4,3 В.

Источник сигнала к входу микросхемы подключают через разделительный конденсатор.

Условное обозначение микросхемы дано на рис. 12.3, *з*. Схема включения счетчика показана на рис. 12.3, *и*. На рис. 12.3, *к* представлена зависимость амплитуды от частоты выходного сигнала. Применение счетчика в качестве управляемого делителя на 10/11 показано на рис. 12.3, *л*, а на 20/22 — на рис. 12.3, *м*.

*Счетчик К193ИЕ3* (рис. 12.3, *н*). Это управляемый делитель частоты на 10/11 с симметричным выходом. Он состоит из четырех RS-триггеров и трех логических элементов. По основным параметрам счетчики К193ИЕ2 и К193ИЕ3 почти полностью совпадают. Потребляемый ток счетчика равен 20 мА, а рабочая частота не превышает 400 МГц Условное обозначение микросхемы показано на рис. 12.3, *о*. На рис. 12.3, *п* дана зависимость выходного сигнала от частоты.

*Счетчик К193ИЕ4* (рис. 12.3, *с*). Он предназначен для работы с сигналами частотой до 200 МГц. Коэффициент деления его равен 32. Напряжение питания 5,2 В; потребляемый ток 14 мА; амплитуда выходного сигнала для высокого уровня 3,8 В; для низкого 0,5 В. *Счетчик К193ИЕ5А* (рис. 12.3, *т*, *у*). Он делит частоту входного сигнала до 1500 МГц (К193ИЕ5, 6 до 1300 МГц). Коэффициент деления счетчика равен 4. Напряжение питания счетчика 5.2 В; потребляемый ток 110 мА; амплитуда выходного сигнала 0,5...0,6 В. Зависимость амплитуды выходного сигнала от частоты показана на рис. 12.3, *ф*.

**Высокочастотные делители частоты** (рис. 12.4). Делитель частоты (рис. 12.4, *а*) предназначен для делителя входной импульсной последовательности частотой 1500 МГц. Коэффициент деления его равен 40. Выход делителя рассчитан на согласование с элементами ТТЛ.

Делитель рис. 12.4, *б* работает на частоте от 10 до 570 МГц. Здесь выходной сигнал также согласуется по уровням с элементами ТТЛ.

## Счетные делители частоты

**Счетчики на JK-триггерах** (рис. 12.5). JK-триггеры имеют два выхода: прямой и инверсный и девять входов: асинхронной установки триггера в состояние 1 (вход S) и в состояние 0 (вход R), синхронной установки в состояние 1 (три входа 1, объединенные по И) и в состояние 0 (три входа К), а также вход синхронизации (вход С; у некоторых триггеров один вход J и один К). Входы S и R — инверсные, т. е. триггер устанавливается в необходимое состояние при подаче на один из входов уровня 0. Эта установка возможна при любых значениях напряжения на остальных входах триггера. При одновременной подаче уровня 0 на оба входа S и R на обоих выходах триггера будет уровень 1. При положительном перепаде напряжения на входах S и R состояние триггера непредсказуемо. Форма и длительность сигнала асинхронной установки триггера по входам S и R может быть произвольной. В синхронном режиме на входы S и R подают уровень 1. При этом состояние триггера изменяется в моменты отрицательного перепада сигнала на входе С (для инверсного входа синхронизации — положительного). Длительность уровня 0 на входе синхронизации должна быть достаточной для завершения переключения триггера, а уровня 1 — должна превышать время приема информации по синхронным входам J и К.

В триггерах одновременное изменение напряжения на входах J и К от уровня 1 к 0 при высоком уровне на входе С приводит к переключению триггера в противоположное состояние. Это происходит потому, что соединенные вместе входы J и К эквивалентны входу С. Такое переключение возникает только после очередного отрицательного перепада напряжения на входе С. Триггер сначала запомнит этот импульс, а переключится в состояние 0 лишь при спаде очередного импульса синхронизации. Аналогичные явления будут происходить при нулевом состоянии триггера на входе К и на входе С, если появляется импульс на входе J.

Простейший счетчик импульсов рис. 12.5, *а* состоит из последовательного включения нескольких триггеров. Входом счетчика служит вход С первого триггера. Триггеры должны работать в режиме счета, т. е. на входы S, R, J и К нужно подать уровень 1. Каждый входной импульс изменяет состояние счетчика на единицу. Информация о переключении на следующие триггеры счетчика поступает последовательно и асинхронно. Асинхронность связана с тем, что время задержки переключения последующего триггера определяется суммарным временем переключения всех предыдущих. Последовательное переключение триггеров приводит к появлению кратковременных ложных состояний. Ложные состояния соответствуют четным числам входных импульсов. Эти состояния показаны на рис. 12.5, *б* (N — число импульсов, t — время действия входного сигнала) и связаны с тем, что перед переключением каждого следующего

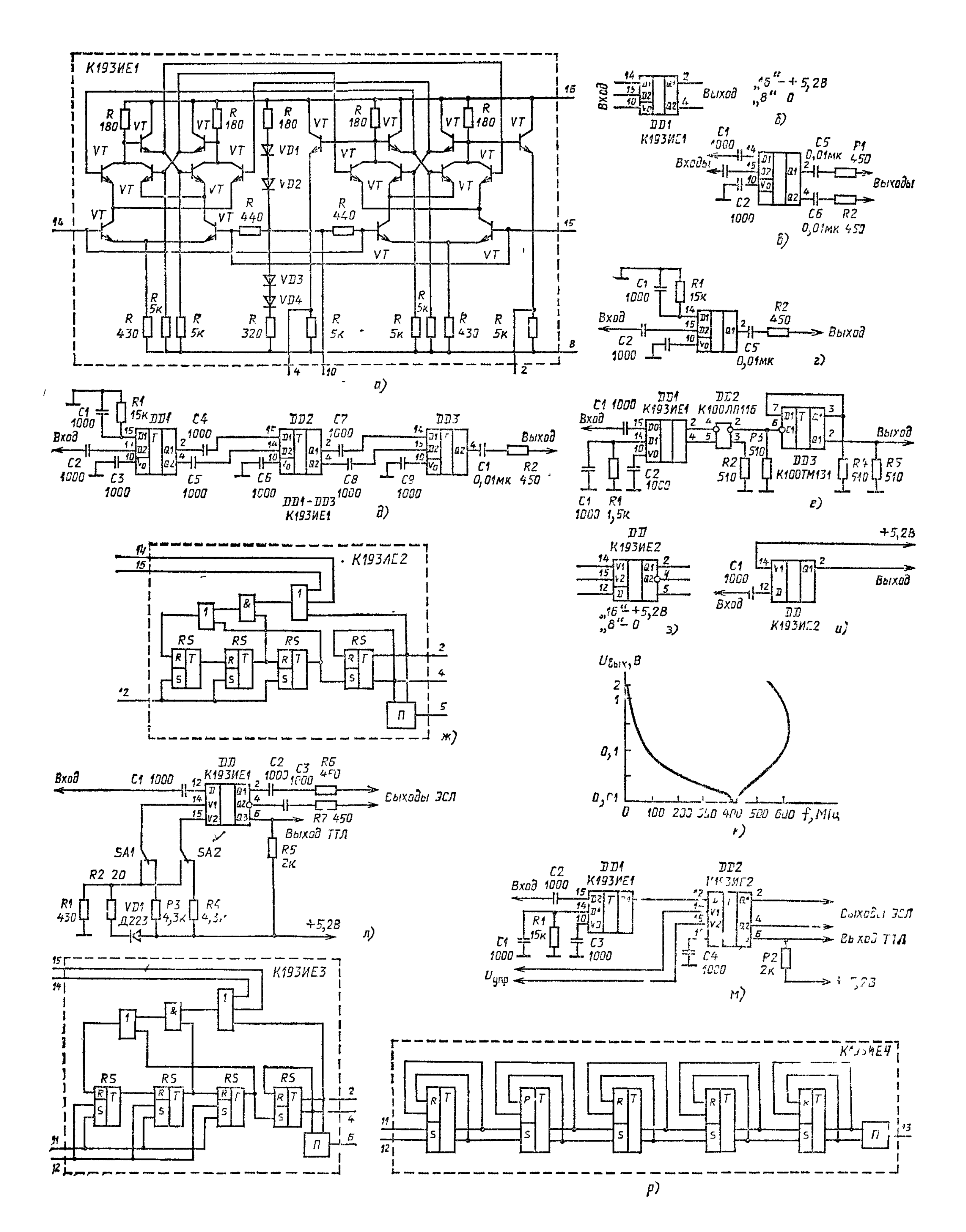

К193ИЕ1
К193ИЕ2
К193ИЕ3
Вход
Выход
Входы
Выходы
DD1-DD3
К193ИЕ1
К100ЛП116
К100ТМ131
Выходы ЭСЛ
Выход ТТЛ
+5,2В
Uвых, В
f, МГц
Uупр
а)
б)
в)
г)
д)
е)
ж)
з)
и)
л)
м)
р)

Рис 12 3

Рис 12 4

триггера все предыдущие обязательно должны устанавливаться в нулевое состояние. Больше всего ложных состояний появляется, когда числа отличаются большим числом разрядов различного состояния.

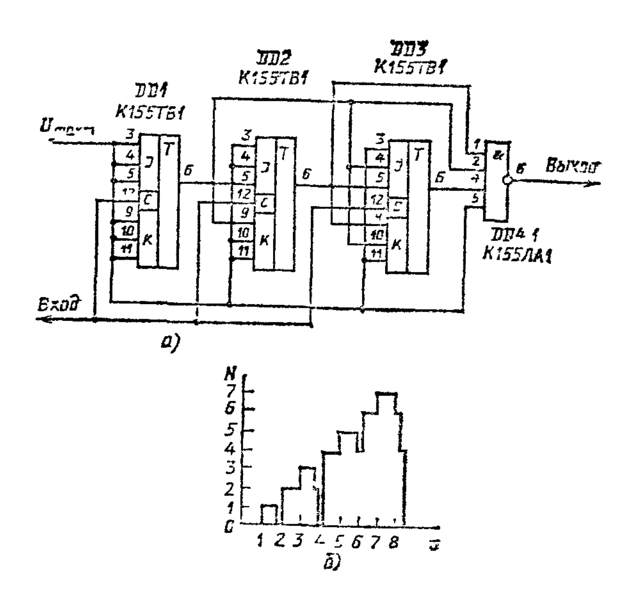



Рис 12 5

**Переключаемый делитель частоты** (рис. 12.6). Входной код счетчика DD1 подается на дешифратор DD2. Выходные сигналы дешифратора DD2 через переключатель SA1 поступают на вход обнуления счетчика. Переключателем можно менять частоту выходного сигнала до 16. Если не требуется коэффициент деления более 10, то дешифратор К155ИД3 можно заменить на К155ИД1.

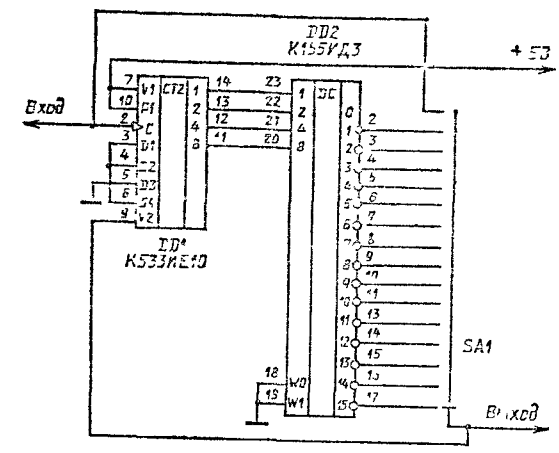



Рис. 12.6

**Устройство с переменным коэффициентом деления** (рис. 12.7). Делитель частоты представляет собой сочетание двоичных счетчиков и логических элементов. Чтобы разделить частоту на коэффициент К, т. е. получить один выходной импульс после каждых К входных, логические элементы соединяют таким образом, чтобы счетчик обнулялся после отсчета каждого К-го импульса. Со старшего разряда счетчика снимается выходной сигнал, поскольку переход от высокого логического уровня к низкому происходит на триггере этого разряда лишь один раз на каждые К входных импульсов.

На счетчике К155ИЕ2, который состоит из делителя на два и на пять, можно строить делители с различны-

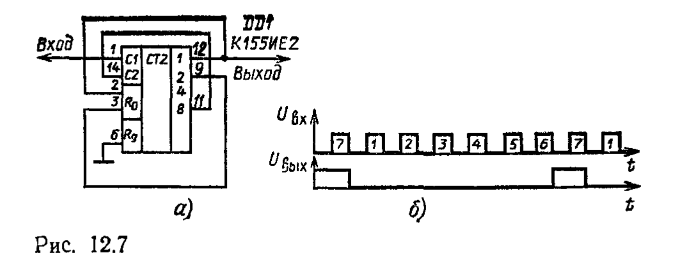



Рис. 12.7

ми коэффициентами деления (для схемы на рис. 12.7, К=7). Необходимые соединения для каждого значения К следующие: К=2, входной вывод 14, выходной вывод 12, выводы 2 и 3 заземлить; К=3, входной вывод 1, выходной вывод В, выводы 2 и 8 соединить, выводы 3 и 9 соединить; К=4, входной вывод 1, выходной вывод 8, выводы 2, 3 и 11 соединить; К=5, входной вывод 1, выходной вывод 11, заземлить вывод 2 или 3; К=6, входной вывод 14, выходной вывод 8, выводы 1 и 12 соединить, выводы 2 и 9 соединить, выводы 3 и 8 соединить; К=7, входной вывод 1, выходной вывод 12, выводы 11 и 14 соединить, выводы 2 и 12 соединить, выводы 3 и 9 соединить; К=8, входной вывод 14, выходной вывод 8, выводы 1 и 12 соединить, выводы 2, 3 и 11 соединить; К=9, входной вывод 14, выходной вывод 11, выводы 1, 2 и 12 соединить, выводы 3 и 11 соединить; К=10, входной вывод 14, выходной вывод 11 выводы 1 и 12 соединить, выводы 2 или 3 заземлить.

**Делители частоты на нескольких микросхемах** (рис. 12.8). На основе счетчика К155ИЕ2 можно построить делители с различными коэффициентами. На рис. 12.8, *а—д* показаны схемы делителей частоты на 6, 7, 24, 30 соответственно. На рис. 12.8, *е* изображена форма сигналов на выходах, когда счетчик включен в режим делителя на десять.

На рис. 12.8, *з, к* показаны схемы включения счетчика для деления частоты на семь. Эти схемы различаются формой выходных сигналов. На рис. 12.8, *и* приведена форма сигналов для делителей по схемам рис. 12.8, *ж, з*, а на рис. 12.8, *л* — для делителя на рис. 12.8, *к*. В этом делителе с выходом 4 и 8 можно снимать сигналы с частотой, деленной на семь.

**Делители частоты** (рис. 12.9). Схемы делителей частоты с различным коэффициентом деления приведены на рис. 12.9, *а* — делителя на два, а на рис. 12.9, *б* — делитель на три. Использование счетчика К155ИЕ2 позволяет построить делители на пять (рис. 12.9, *в*), на шесть (рис. 12.9, *г*), на семь (рис. 12.9, *д*), на восемь (рис. 12.9, *е*), на девять (рис. 12.9, *ж*), на десять (рис. 12.9, *з*). На рис. 12.9, *и* изображена схема делителя, с выходов которого могут быть сняты сигналы с различными значениями частоты. На выходе 1 присутствует сигнал с частотой f/5 для входного сигнала с частотой f=10 МГц, на выходе 2 — f/10, на выходе 3 — f/50, на выходе 4 — f/100, на выходе 5 — f/500 и на выходе 6 — f/1000.

На основе счетчика К155ИЕ5 можно построить целую серию делителей с различными коэффициентами деления. Коэффициентам К от 2 до 16 соответствуют схемы на рис. 12.10, *а* — рис. 12.10, *п*.

Рис. 12.8

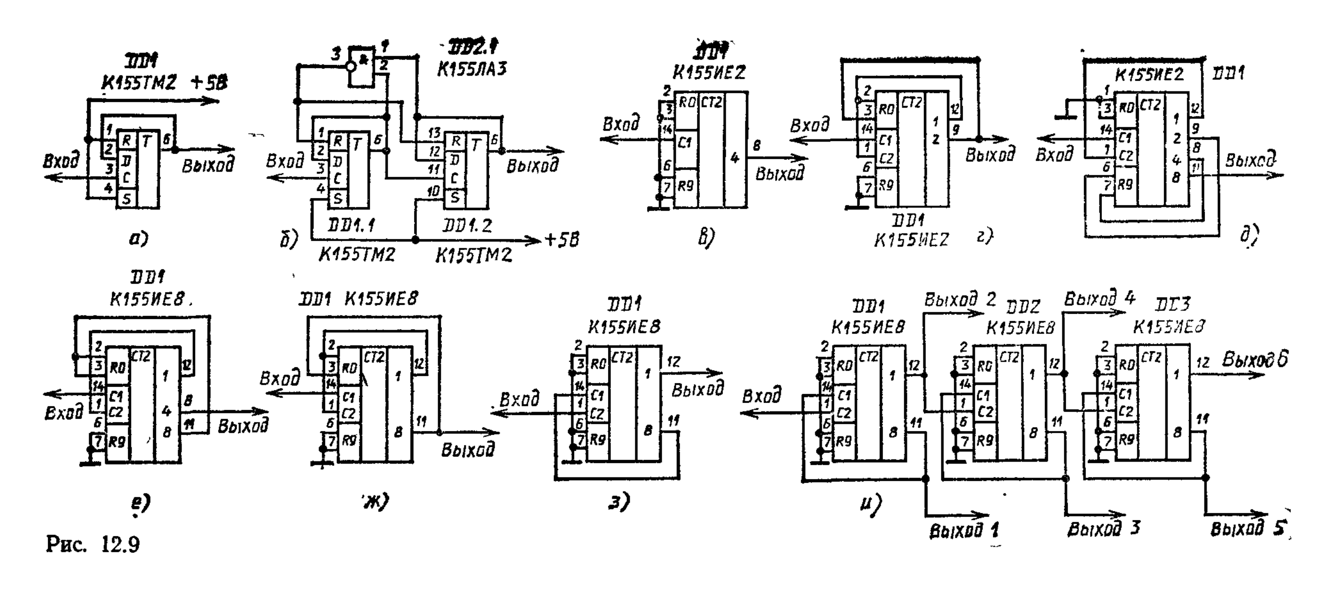


Рис. 12.9

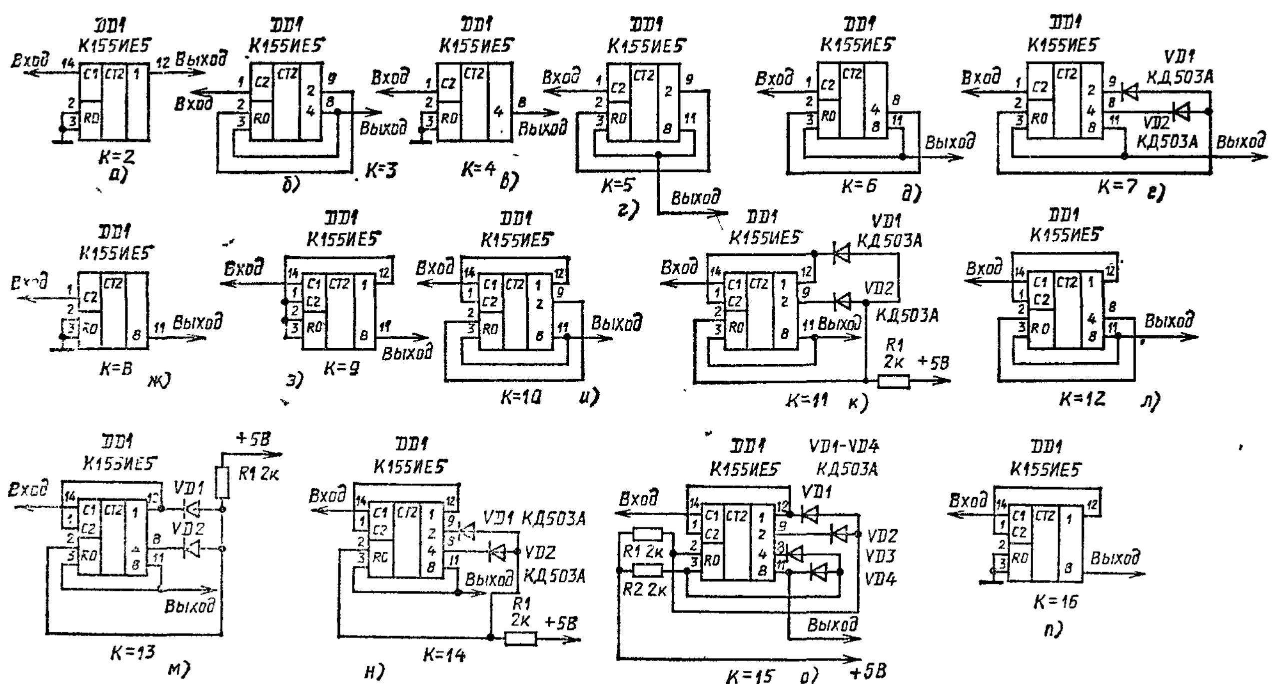


Рис. 12.10

## Смесительные импульсные делители

**Балансовый смеситель** (рис. 12.11). Сигнал с амплитудой от 50 мкВ до 6 В и с частотой от 0,3 до 2,4 кГц подают на вход ОУ DA1, который работает как масштабный усилитель Входной сигнал проходит через ключевые элементы микросхемы DD2 на вход ОУ DA2, имеющий коэффициент усиления 1. Работой ключевых элементов управляет гетеродин, сигнал которого частотой 1 кГц подают на вход 2 устройства. Триггер DD1 формирует парафазные сигналы частотой 500 кГц. Ключевые элементы переводят ОУ DA2 из инвертирующего в неинвертирующий режим с частотой 500 Гц, из-за чего его коэффициент усиления попеременно принимает значения +1 и —1. В результате происходит модуля-

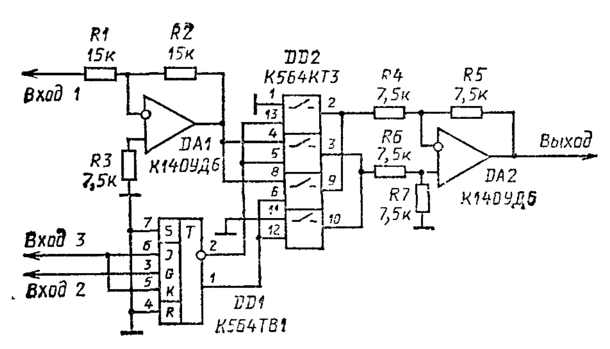


Рис. 12.11

ция входного сигнала  Сигнал гетеродина и входной сигнал можно подавить до 50 дБ. Частота выходного сигнала равна 1 кГц±500 Гц.

**Цифровой смеситель** (рис. 12.12). На вход 1 смесителя поступает сигнал с частотой $f_1$, на вход 3 — с частотой $f_2$, а на вход 2 — тактовые импульсы частоты $f_т \geqslant 3f_1$ (при $f_1 > f_2$). Тактовые импульсы подводятся к счетному входу триггеров DD5, DD7. Поскольку на вход триггеров DD6 и DD7 подан закрывающий уровень при отсутствии сигналов на входах 1 и 3, то на выходах 1 и 2 сигналы отсутствуют. Когда на входах 1 и 3 имеются сигналы и притом $f_1 > f_2$, то на выходе 1 появляется сигнал с разностной частотой $\Delta f = f_2 - f_1$. При $f_2 > f_1$ на выходе 2 будет сигнал с частотой $\Delta f = f_2 - f_1$.

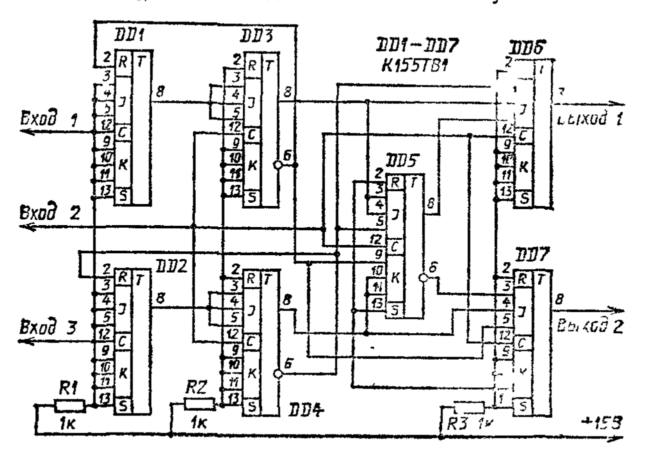



Рис. 12.12

Длительность импульсов выходных сигналов равна периоду тактовых импульсов. Информация о том, какой сигнал на входе имеет большую частоту, определяется выходными сигналами с триггера DD5. Этот триггер переходит из одного состояния в другое при отсутствии совпадающих импульсов на входах 1 и 3.

## Умножители частоты

**Удвоитель частоты** (рис. 12.13, *а*). Удвоитель частоты импульсного сигнала построен на базе линии задержки из элементов DD1.1—DD1.4, с выхода соответствующих звеньев линии сигналы подают на вход элементов И — DD2.1 и DD2.2. Результирующий сигнал формируется элементом DD2.3.

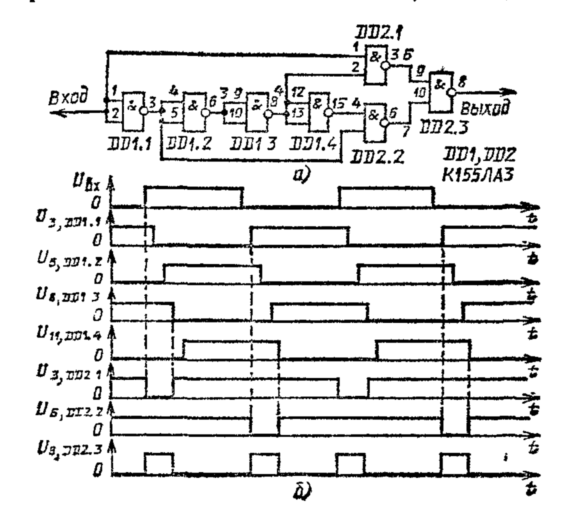



Рис. 12.13

Форма сигналов в различных точках показана на рис. 12.13, *б*.

**Счетчик на 25 МГц** (рис. 12.14). Счетчик построен на сумматорах DD3 и DD4  На вход $P_0$ сумматора DD3 постоянно подан уровень 1. Выходы сумматоров связаны с их входами через DD1 и DD2, которые записывают входную информацию, когда на входах С присутствует уровень 1. При уровне 0 триггеры переходят в режим хранения входной информации. Тактовая частота периодически подает на вход сумматоров тот код, который существует на их выходе. С каждым тактом добавляется единица к существующему коду.

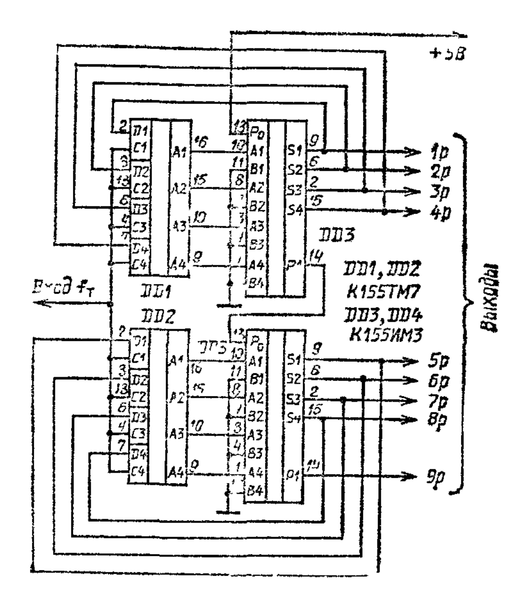



Рис. 12.14

Быстродействие счетчика определяется скоростью переключения применяемых микросхем. Для серии К155 можно достигнуть быстродействия 25 МГц.

**Умножитель частоты** (рис. 12.15, *а*). На вход умножителя подают сигнал прямоугольной формы  Цепь C2, R2, R4 дифференцирует входной сигнал. На входе эле-

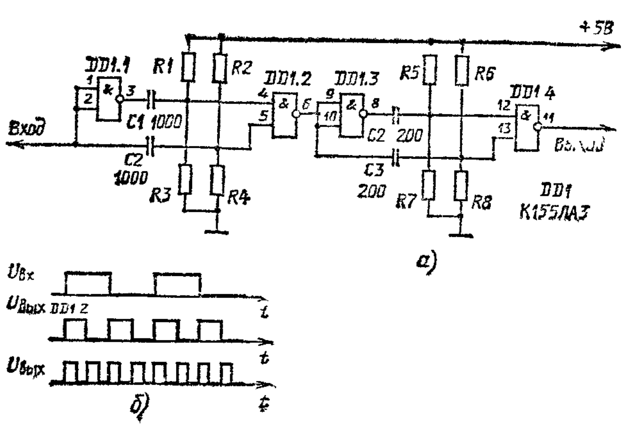



Рис. 12.15

мента DD1.2 действуют две импульсные последовательности, а на его выходе формируются прямоугольные импульсы (рис. 12.14, *б*). Аналогичный процесс происходит на элементе DD1.4. В результате на выходе формируется импульсный сигнал с частотой в 4 раза выше частоты входного сигнала.

Для указанных на схеме номиналов входной сигнал должен иметь частоту 1 кГц.

## Регистровые делители

Делители частоты на сдвиговом регистре (рис. 12.16). В качестве делителя частоты можно использовать также сдвиговый регистр К155ИР1. Наличие в нем запоминающих триггеров с входными и выходными логическими элементами позволяет строить разнообразные счетчики. Схема делителя частоты на два показана на рис. 12.16, *а*, а эпюры выходных сигналов на рис. 12.16, *б*. Особенностью делителя является получение двух пар выходных сигналов — прямого и инверсного. Для построения делителя на три необходимо выход второго разряда (вывод 12) соединить с управляющим входом V2 (вывод 6) (рис. 12.16, *в*). Диаграммы выходных сигналов показаны на рис. 12.15, *г*. Из них следует, что выходной сигнал первого раздела является инверсным по отношению к выходу четвертого разряда. Эти сигналы сдвинуты на один такт относительно друго.

На рис. 12.16, *д* изображена схема делителя на четыре. Здесь выход третьего разряда подключен ко входу V2. Эпюры выходных сигналов показаны на рис. 12.16, *е*. При построении делителя на пять необходимо выход четвертого разряда подать на управляющий вход V2 (рис. 12.16, *ж*). Эпюры выходных сигналов представлены на рис. 12.16, *з*. Здесь также выходные сигналы первого и четвертого разрядов инверсны один относительно другого и сдвинуты на один такт.

Схемы делителей на шесть, семь и восемь и эпюры выходных сигналов приведены соответственно на рис. 12.16, *и*—*о*.

**Счетчик с переменным коэффициентом деления** (рис. 12.17). Он построен на трех триггерах и трех элементах И. Триггеры накапливают двоичную комбинацию, которую контролирует элемент И. На выходе элемент формирует импульс обнуления триггеров, после чего процесс счета входных импульсов повторяется. Коэффициент счета изменяется переключателями SA1, SA2. В результате трехразрядный счетчик обеспечивает счет импульсов с коэффициентами от двух до восьми. Счетчик по изображенной схеме реализует коэффициент 5, 6, 7. Предельная частота работы более 3 МГц.

**Двоично-десятичный счетчик** (рис. 12.18). Счетчик построен на D-триггерах и работает в коде 8—4—2—1 Он обеспечивает широкие функциональные возможности. Использование асинхронных входов R и S позволяет вводить в декаду дополнительные коды. Максимальная частота счета превышает 15 МГц.

**Делитель частоты** (рис. 12.19). Задающий генератор собран на микросхеме DD1 по схеме мультивибратора Частота прямоугольных колебаний определена кварцевым резонатором ZQ1. Нестабильность частоты составляет 1 %. Длительность фронта выходных импульсов меньше 3 нс. Транзистор VT1, включенный по схеме ОЭ, обеспечивает согласование уровней ЭСЛ и ТТЛ. Сигналы с коллектора транзистора подаются на десятичный счетчик DD2—DD4 В результате на выходе формируется набор сигналов частотой 10 МГц, 1 МГц, 100 кГц и 10 кГц.

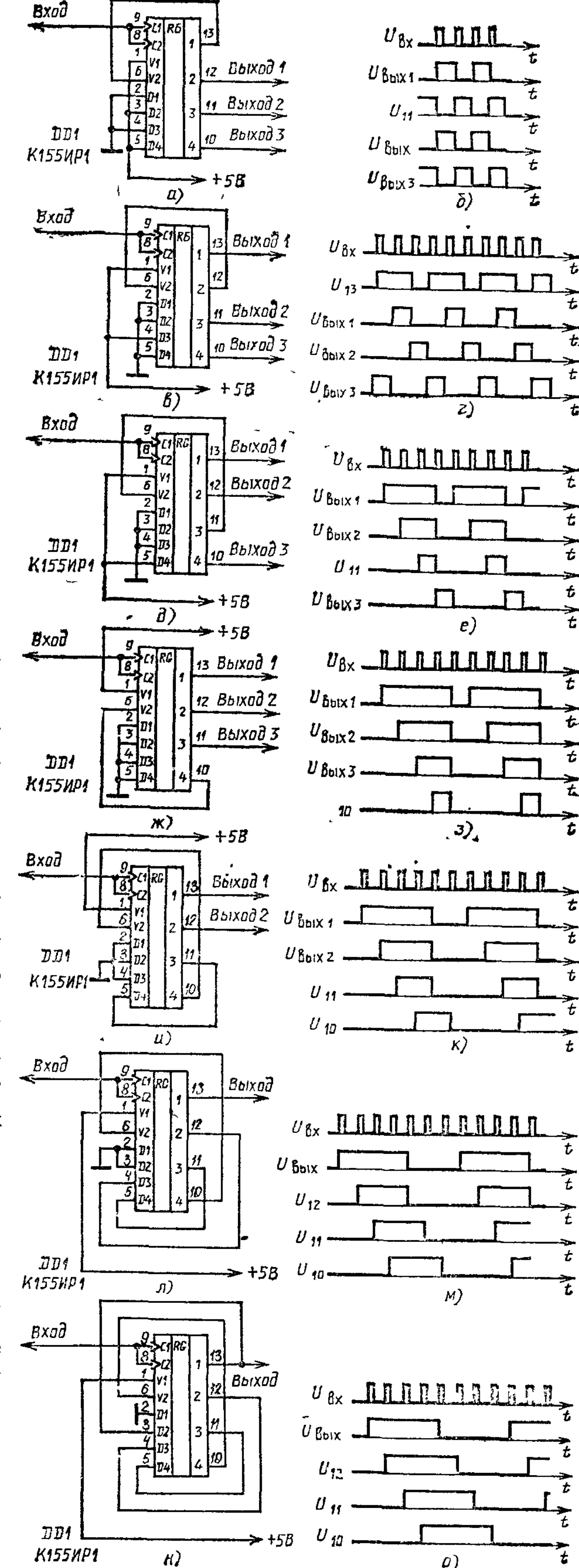



Рис. 12.16

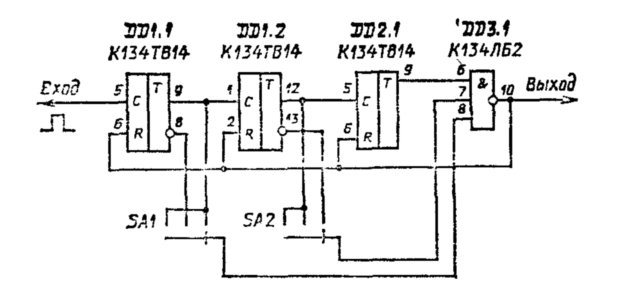



Рис 12.17

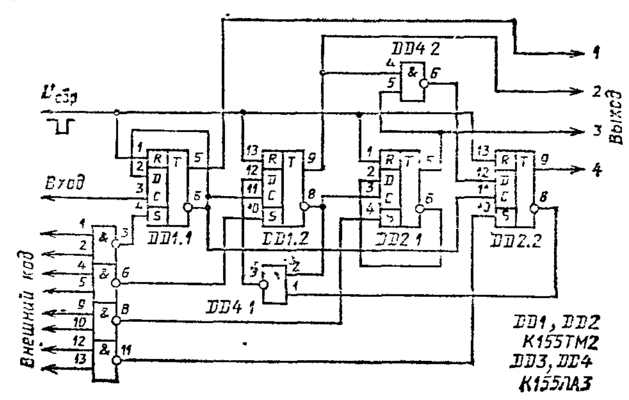



Рис. 12.18

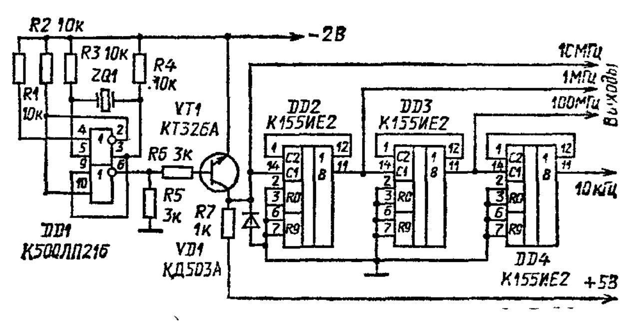



Рис. 12.19

## Дробные делители

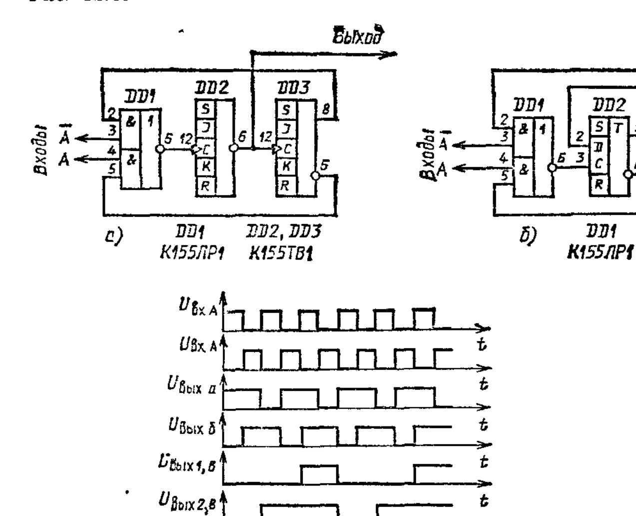
**Дробные делители частоты** (рис. 12.20). Рассматриваемые здесь дробные делители частоты построены на разных микросхемах и работают по-разному. Первые два (рис. 12 90, *а, б*) основаны на формировании паузы при выделении периода путем перехода от счета фронтов к счету спадов входных импульсов. После выделения каждого периода входной последовательности пересчет сдвигается, задерживаясь на время, определяемое длительностью одного импульса. В основу работы третьего делителя (рис. 12.20, *в*) положен кольцевой счетчик по модулю три.

Принцип работы делителей иллюстрирует временная диаграммы (рис. 12.20, *г*).

**Вычитатели импульсных последовательностей** (рис. 12.21). Устройство состоит из счетного триггера DD2 (рис. 12.21, *а*). В начальном состоянии на прямом выходе триггера напряжение высокого уровня, поэтому элемент DD1.2 пропускает входную последовательность импульсов. С приходом первого импульса последовательности $U_{вых}$ (рис. 12.21, *б*) триггер переключается. Элемент DD1.2 закрывается, а DD1.1 пропускает очередной импульс входной последовательности. Спад сигнала с выхода элемента DD1.1 переключает триггер в исходное состояние. В результате на выходе элемента DD1.2 будет отсутствовать один импульс.

Второе устройство (рис. 12.21, *в*) построено на D-триггере DD1 и логическом элементе ИЛИ DD2.1. В исходном состоянии на инверсном выходе триггера DD1 напряжение низкого уровня. Входная последовательность импульсов проходит через элемент DD2.1. С приходом первого импульса последовательности $U_{вых}$ (рис. 12.21, *г*) триггер переключается и очередной импульс входной последовательности на выход не проходит. Спад этого импульса переключит триггер в исходное состояние. Очередной импульс входной последовательности снова пройдет на выход.

**Накопительный делитель** (рис. 12.22). С момента включения делителя начинает заряжаться конденсатор C1 через резистор R1. Напряжение в эмиттере транзистора VT1 постепенно увеличивается. В некоторый момент напряжение достигает такого значения, что может переключить D-триггер. Он переходит в нулевое состояние. На инверсном выходе появляется напряжение низкого уровня. Открывается диод VD1 и через него на-



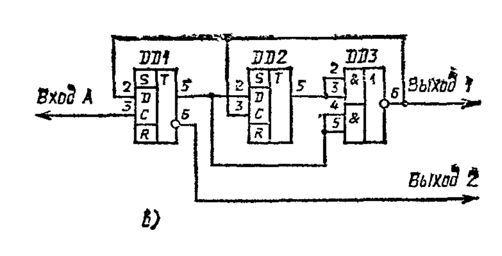




Рис. 12.20

чинается быстрый процесс разрядки конденсатора. В этом состоянии триггер будет находиться до момента прихода очередного входного импульса, который переведет триггер в исходное состояние. Диод закроется и процесс зарядки конденсатора повторится.

С разными номиналами R1 и C1 можно построить делители с разными коэффициентами счета. Максимальное реализуемое значение коэффициента с учетом нестабильности срабатывания триггера DD.

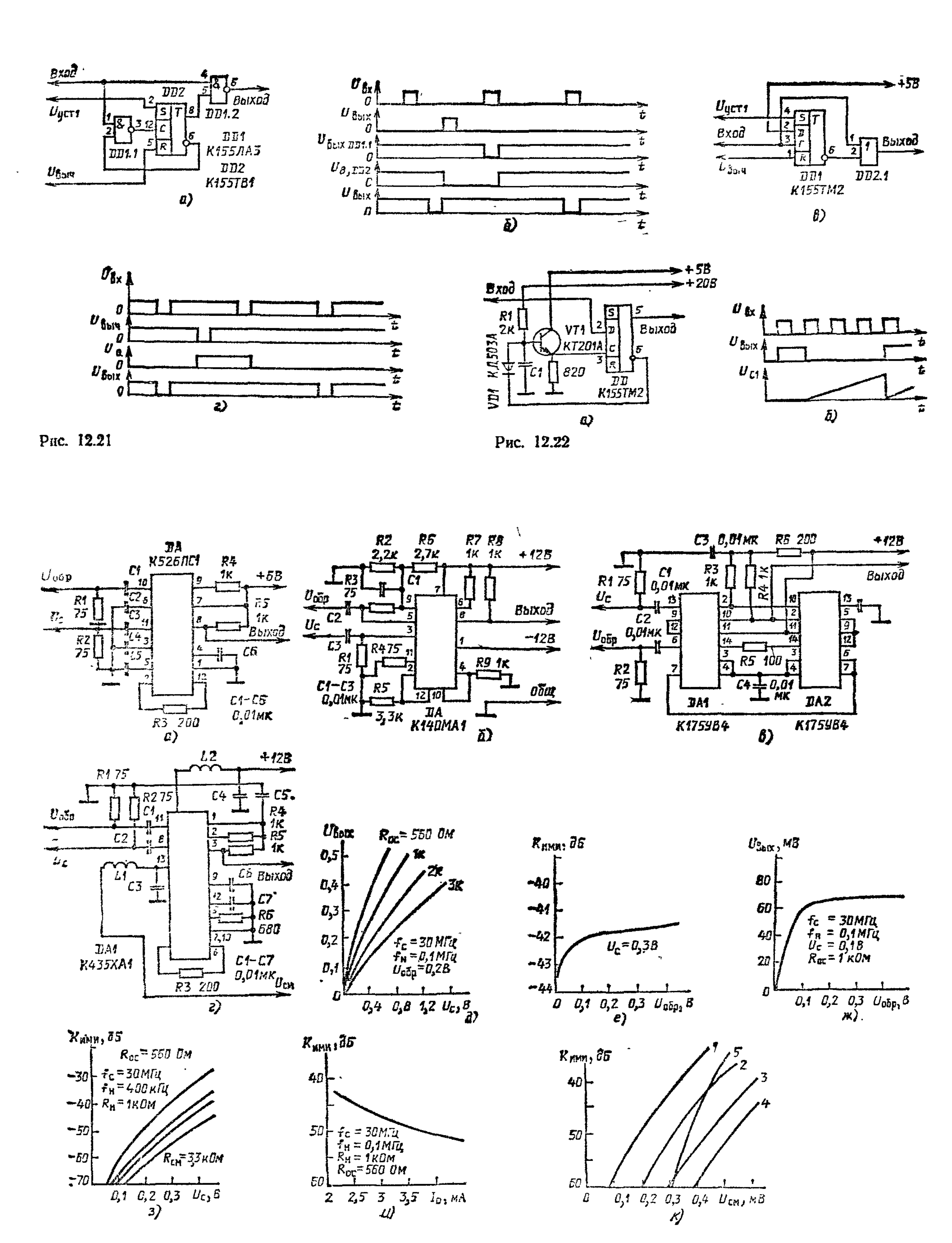


Рис. 12.21

Рис. 12.22

Рис. 12.23

## Аналоговые преобразователи частоты

Сравнительные характеристики смесителей (рис. 12.23). В качестве смесителей могут быть применены микросхемы К140МА1, К526ПС1, К435ХА1, К175УВ4. Принципиальные схемы смесителей изображены на рис. 12.23, *а—г*, а на рис. 12.23, *д—ж* — их основные характеристики (на рис. 12.23, *д—к* даны характеристики для К140МА1). Как видно из рис. 12.23, *д*, при увеличении сопротивления цепи ОС (R4) в смесителе на микросхеме К140МА1 частотные пределы входного сигнала расширяются, а коэффициент передачи уменьшается. Эта зависимость характерна и для остальных смесителей. Амплитудная характеристика смесителя на микросхеме К140МА1 (рис. 12.23, *ж*) по образцовому напряжению показывает, что, начиная с $U_{обр}=120$ мВ, коэффициент передачи смесителя от него не зависит. Таким образом, коэффициент передачи смесителя (при правильном выборе образцового напряжения) является практически независимым от колебания его уровня и температурной нестабильности.

Таблица 12.1

| Параметр | Микросхема* | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | К526ПС1 | К140МА1 | К435ХА1 | К175УВ4 | (К175УВ4)×2 |
| $K_{ИМИЗ}$, дБ | 60 | 60 | 60 | 60 | 60 |
| $U_{вх}$, мВ | 100 | 200 | 290 | 290 | 400 |
| $R_{ос}$, Ом | 560 | 560 | 430 | 560 | 820 |
| $K_{пер}$ | 1 | 0,9 | 1,23 | 1 | 2 |
| $f_{в.см}$, МГц | 80 | 200 | 100 | 100 | 100 |

*Режим измерения: $f_c=30$ МГц, $f_{обр}=30,1$ МГц, $f_{вых}=0,1$ МГц, $U_{обр}=0,2$ В.

Оценка линейности смесителей производится по уровню интермодуляционных искажений ($K_{ИМИ}$). Если передаточную характеристику смесителя аппроксимировать функцией $\text{th}\,x=x-1/5x^3$, то коэффициент $K_{ИМИ}=10\lg(1-С/П)$, где С — амплитуда полезного сигнала, а П — амплитуда побочных колебаний.

Для микросхемы К140МА1 при увеличении сопротивления цепи ОС интермодуляционные искажения и коэффициент передачи смесителя уменьшаются. Коэффициент передачи $K_{пер}$ можно регулировать одновременно с изменением $K_{ИМИ}$.

Наименьшими $K_{ИМИ}$ обладает микросхема К175УВ4. На уровень $K_{ИМИ}$ влияет балансировка смесителя: точная балансировка дает выигрыш 8...10 дБ.

На рис. 12.23, *к* показана зависимость $K_{ИМИ}$ от напряжения на входе для смесителей на микросхемах: кривая 1 — К526ПС1, К=1, $I_0=2,6$ мА; кривая 2 — К140МА1, К=0,98, $I_0=3,6$ мА; кривая 3 — К175УВ4, К=1, $I_0=5,9$ мА; кривая 4 — К435ХА1, К=1,23, $I_0=4,6$ мА, $U_п=12$ В; кривая 5 — К175УВ4, К=1, $I_0=11,2$ мА, где $I_0$ — рабочий ток.

# ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СИГНАЛОВ

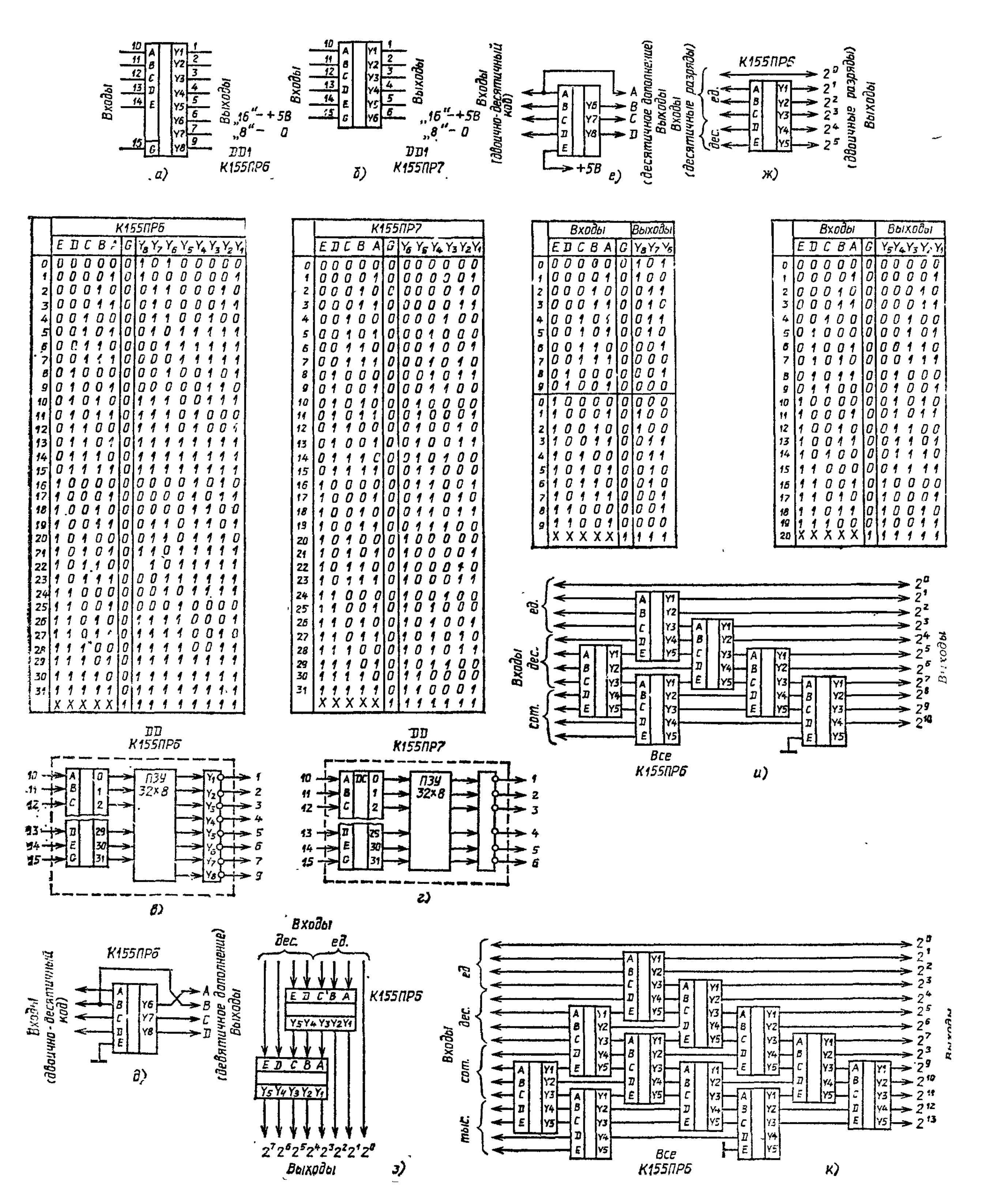
В связи с доминирующим положением цифровой обработки сигналов наиболее распространенными видами преобразования стали аналого-цифровые (АЦП) и цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП). Цифро-аналоговые преобразователи представляют собой устройства, выполняющие преобразование значений сигнала в дискретной форме в соответствующие значения аналогового сигнала. Аналого-цифровые преобразователи выполняют обратную функцию.

Существующие в настоящее время АЦП можно классифицировать прежде всего по принципу работы: преобразователи поразрядного уравновешивания; параллельные преобразователи; преобразователи с предварительным преобразованием измеряемой функции в частоту или интервал времени.

Быстродействующий АЦП с высокой разрешающей способностью является одним из основных элементов современной аппаратуры, предназначенной для исследования физических процессов. Такой АЦП, способный работать с высокочастотными аналоговыми сигналами, построен по параллельной структуре и практически представляет собой набор из $2^{n-1}$ компараторов и декодирующее устройство. В процессе преобразования входной сигнал сравнивается с $2^{n-1}$ образцовыми. Очевидно, что при необходимости построения АЦП такого вида с высокой разрешающей способностью резко увеличиваются аппаратные затраты. Это затруднение исключено при использовании комбинированных последовательно-параллельных АЦП. В этом случае АЦП реализуют в виде двуступенного устройства, а процесс преобразования состоит из двух этапов. Первый этап — грубая оценка входной величины и формирование выходного кода старших разрядов. На втором — из входного сигнала вычитают напряжение, отображающее результат грубого преобразования, затем полученный разностный сигнал усиливают и подают на m-разрядный параллельный АЦП, формирующий младшие разряды выходного кода. Такова одна из модификаций метода поразрядного уравновешивания.

Основным достоинством такого АЦП считают резкое уменьшение аппаратных затрат при сравнительно малом уменьшении быстродействия. В то же время для его практической реализации требуются более сложные элементы: быстродействующий ЦАП для трансформации результата грубого преобразования в аналоговую форму; быстродействующий дифференциальный усилитель для формирования разностного сигнала; высокопроизводительное устройство выборки и хранения, предназначенное для фиксации мгновенного значения аналогового сигнала в течение времени преобразования.

Наряду с АЦП и ЦАП в различных устройствах применяют преобразователи напряжение-частота и ток-частота. Благодаря новой схемотехнике в последние годы при реализации этих преобразователей достигнуто существенное улучшение характеристик. Для этих преобразователей становятся типичными и следующие значения: $U_{вх}=0...10$ В; $I_{вх}=0...1$ мА; линейная погрешность от $5\cdot10^{-4}$ до $2\cdot10^{-5}$; температурный коэффициент менее ($10^{-4}...10^{-5}$) К; динамический диапазон 4...5(6) декад; выходная частота от 0 до 10 (100 кГц); время установления 1...2 периода новой выходной частоты. Благодаря таким параметрам преобразователи все шире применяют в измерительной технике, АЦП, интеграторах на сколь угодно длительное время интегрирования.



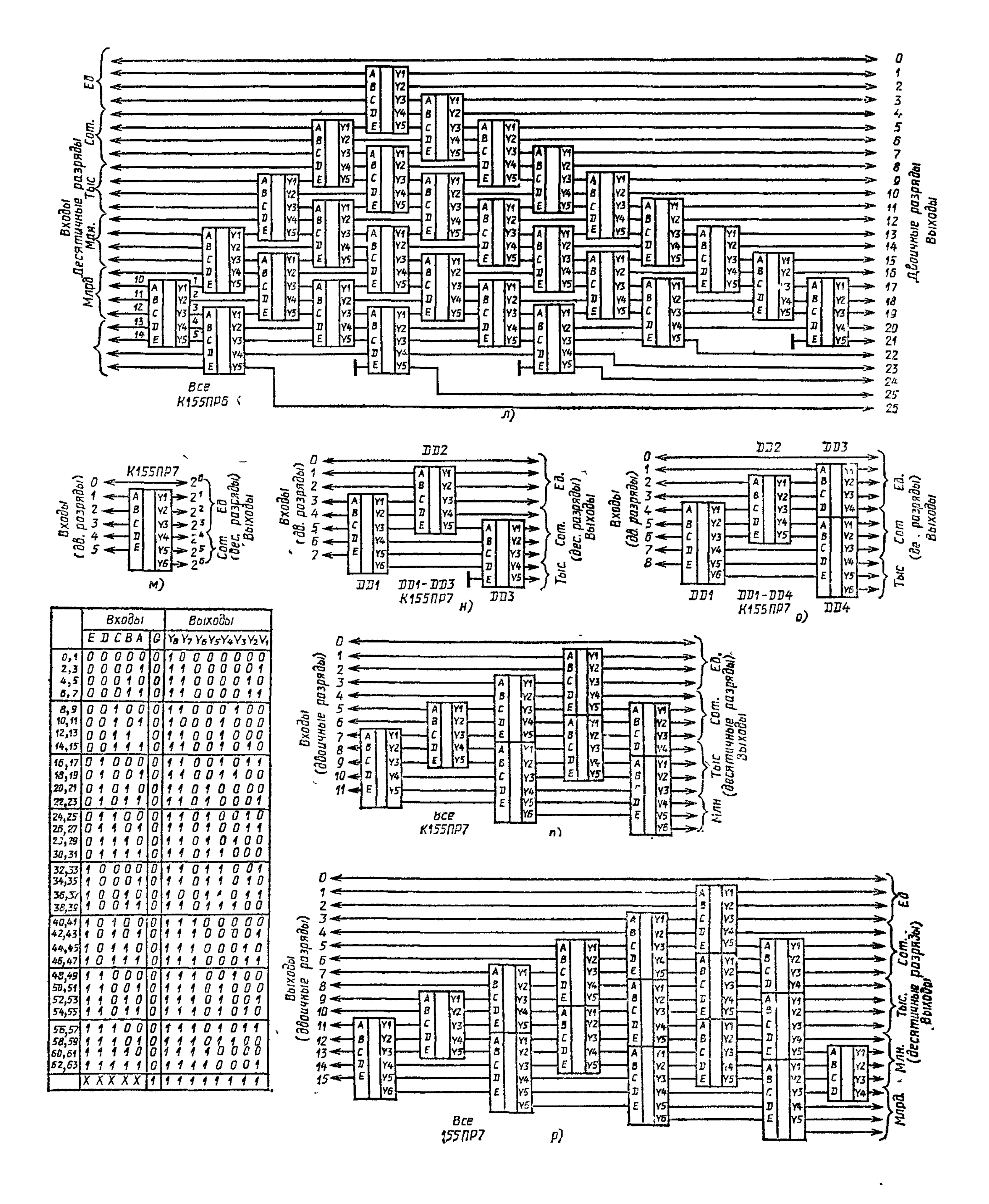

| | К155ПР6 | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | E | D | C | B | A | G | $Y_8$ | $Y_7$ | $Y_6$ | $Y_5$ | $Y_4$ | $Y_3$ | $Y_2$ | $Y_1$ |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 2 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 3 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 4 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 5 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 6 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 7 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 8 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 9 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 10 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 11 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 12 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 13 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 14 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 15 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 16 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 17 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 18 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 19 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 20 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 21 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 22 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 23 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 24 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 25 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 26 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 27 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 28 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 29 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 30 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 31 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| | X | X | X | X | X | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |

| | К155ПР7 | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | E | D | C | B | A | G | $Y_6$ | $Y_5$ | $Y_4$ | $Y_3$ | $Y_2$ | $Y_1$ |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 2 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 3 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 4 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 5 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 6 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 7 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 8 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 9 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 10 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 11 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 12 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 13 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 14 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 15 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 16 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 17 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 18 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 19 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 20 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 21 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 22 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 23 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 24 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 25 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 26 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 27 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 28 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 29 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 30 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 31 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| | X | X | X | X | X | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |

| | Входы | | | | | | Выходы | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | E | D | C | B | A | G | $Y_8$ | $Y_7$ | $Y_6$ |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 2 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 3 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 4 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 5 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 6 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 7 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 8 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 9 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 2 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 3 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 4 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 5 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 6 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 7 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 8 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 9 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | X | X | X | X | X | 1 | 1 | 1 | 1 |

| | Входы | | | | | | Выходы | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | E | D | C | B | A | G | $Y_5$ | $Y_4$ | $Y_3$ | $Y_2$ | $Y_1$ |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 2 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 3 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 4 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 5 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 6 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 7 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 8 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 9 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 10 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 11 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 12 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 13 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 14 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 15 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 16 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 17 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 18 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 19 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 20 | X | X | X | X | X | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |

Рис. 13.1




| | Входы | | | | | | Выходы | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | E | D | C | B | A | G | $Y_8$ | $Y_7$ | $Y_6$ | $Y_5$ | $Y_4$ | $Y_3$ | $Y_2$ | $Y_1$ |
| 0,1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 2,3 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 4,5 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 6,7 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 8,9 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 10,11 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 12,13 | 0 | 0 | 1 | 1 | | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 14,15 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 16,17 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 18,19 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 20,21 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 22,23 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 24,25 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 26,27 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 28,29 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 30,31 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 32,33 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 34,35 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 36,37 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | [illegible] | 0 | 1 | 1 |
| 38,39 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 40,41 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 42,43 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 44,45 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 46,47 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 48,49 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 50,51 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 52,53 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 54,55 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 56,57 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 58,59 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 60,61 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 62,63 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| | X | X | X | X | X | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |

## Преобразователи кода

**Преобразователи двоичного кода в двоично-десятичный и обратно** (рис. 13.1, *а, б*). Микросхема К155ПР6 предназначена для преобразования двоично-десятичного кода в двоичный, а К155ПР7 — двоичного в двоично-десятичный. Напряжение питания этих микросхем 5 В; потребляемый ток 104 мА; выходное напряжение сигнала 0..0,4 В; выходной ток сигиала 1... ...100 мкА; время задержки включения или выключения выборки адреса 40 нс; время задержки включения или выключения разрешения выборки 35 нс.

Структурные схемы и таблицы состояний микросхем показаны на рис. 13.1, *в, г*. На микросхеме К155ПР6 можно построить преобразователь двоично-десятичного кода в обратный и в дополняющий вид. На рис. 13.1, *д, е* представлены схемы преобразователей и таблица их состояний. Любые состояния входов, отличающиеся от указанных в таблице, переводят выходы $У_6$—$У_8$ в состояние 1. Выходы У1—У5 не используются для образования обратного и дополнительного кодов. Вход Е действует как «Выбор режима работы». При низком уровне на входе микросхема вырабатывает обратный код, а при высоком — дополняющий.

Для преобразования двоично-десятичного кода в двоичный применяют микросхему К155ПВ6. В основу преобразования положен принцип последовательного сдвига и вычитания числа 3. Так, если первая декада больше 7, то вычитается число 3. Оставшаяся часть сдвигается в сторону младших разрядов. Свободный разряд в правой стороне является числом в двоичном коде. Если в образовавшейся декаде число больше 7, то вновь вычитается число 3 и остаток сдвигается вправо. И так до тех пор, пока в младшей декаде останется число 8 или меньше. На базе микросхемы К155ПР6 можно построить различные виды преобразователей. Так, на рис. 13 1, *ж* показана схема преобразователя и таблица его состояний для чисел до 49. На рис. 13. 1, *з* изображена схема преобразователя для чисел до 99, на рис. 13.1, *и* — для чисел до 999 и на рис. 13.1, *к* — для чисел до 9999. На рис. 13.1, *л* представлена схема преобразователя для двоичных чисел с числом разрядов до 21.

С помощью микросхемы К155ПР7 можно построить сложные преобразователи двоичного кода в двоично-десятичный. Алгоритм преобразования следующий: просматриваются три старших разряда, если сумма больше 4, прибавляется число 3 и производится сдвиг на один разряд влево; просматривается каждая декада двоично-десятичного кода. Если сумма больше 4, прибавляется число 3 и сдвигается на один разряд влево; второй шаг повторяется до тех пор, пока младший разряд двоичного числа не окажется на месте младшего разряда двоично-десятичного числа.

На рис. 13.1, *м—р* представлены схемы преобразователей для чисел $2^5$—63, $2^8$—255, $2^9$—511, $2^{11}$—2047, $2^{15}$—32 767 соответственно.

**Преобразователь 2—10** (рис. 13.2). Он построен на сумматорах. Четырехразрядный двоичный код требует две микросхемы К155ИМ3. Для преобразования десятиразрядного кода требуется 24 микросхемы. Входные и выходные сигналы двухэлементного преобразователя показаны в табл. 13 1.

На рис. 13.2, *а* показана электрическая схема элемента «Э», на которых построен преобразователь по схеме на рис. 13. 2, *б*.

**Преобразователь на сумматорах** (рис. 13.3). Это преобразователь двоично-десятичного кода в двоичный. В преобразователе использовано представление десятичных чисел двоичным кодом: сотни кодируют числом $2^6+2^5+2^2$, десятки — $2^3+2^1$ и единицы — $2^0$. Если значащие цифры десятичного числа представить двоичным кодом $a_1$, $a_2$, $a_3$, то любое десятичное число запишется в виде

$$N=a_1(2^6+2^5+2^2)+a_2(2^3+2^1)+a_3(2^0)$$

или

$$N=a_1 2^6+a_1 2^5+a_1 2^2+a_2 2^3+a_2 2^1+a_3 2^0.$$

Умножение двоичного числа на коэффициент 2 в любой степени есть сдвиг этого числа на число разрядов, равное степени. Согласно этому правилу двоично-десятичное число можно получить при сдвиге двоичных кодов и суммировании всех кодов. Быстродействие микросхемы составляет около 350 нс.

**Дешифратор двоичного кода** (рис. 13.4). Дешифратор имеет на выходе сигнал в виде распределенных импульсов. Скорость преобразования дешифратора 50 нс.

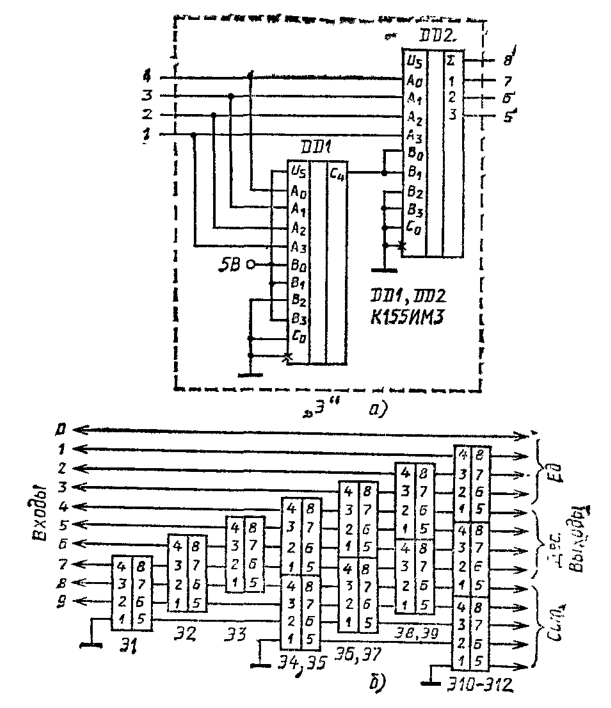



Рис. 13.2

Таблица 13.1

| Число | Вход | | | | Выход | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 2 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 3 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 4 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 5 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 6 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 7 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 8 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 9 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 10 | 1 | 0 | 1 | 0 | X | X | X | X |

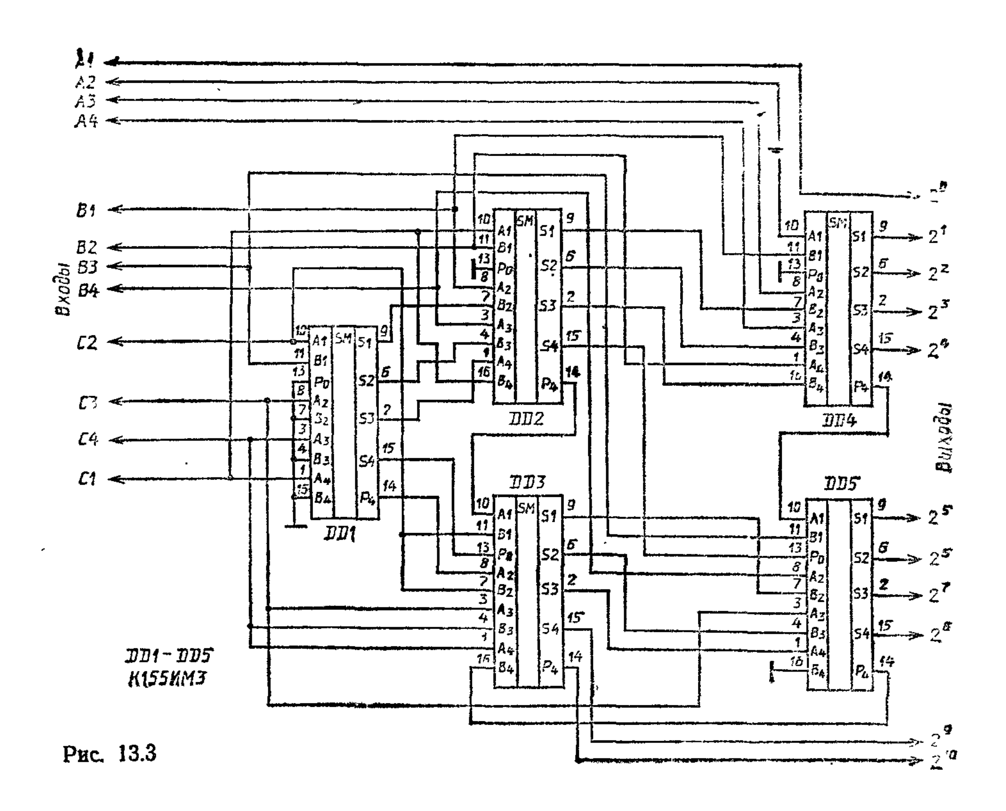



Рис. 13.3

Таблица 13.2

| Тип микросхемы | $f_{гр (м.с)}$, МГц | $f_{гр (б.с)}$, МГц | $K_{о.с}$, дБ | $U_{вых}$, мВ | П, % | $P_п$, Вт |
|---|---|---|---|---|---|---|
| К140МА1 | — | 2 | 46 | 5 | 5 | 250 |
| К525ПС1 | — | 1 | 46 | 10 | 1 | 170 |
| К525ПС2 | — | 2 | 46 | 10 | 0,5 | 150 |
| К173ПС1 | 40 | — | 30 | 0,5 | 10 | 30 |
| К526ПС1 | 40 | — | 65 | 0,6 | 10 | 36 |

$f_{гр (м.с)}$ — граничная частота в режиме малого сигнала; $f_{гр (б.с)}$ — граничная частота в режиме большого сигнала; $K_{о.с}$ — коэффициент ослабления сигнала; П — погрешность; $P_п$ — потребляемая мощность.

**Импульсный преобразователь кода** (рис. 13.5). Он построен на счетчике. Входное восьмиразрядное двоичное число подается в счетчик DD2 и DD3 и записывается с приходом синхроимпульса C. Записанное число устанавливает на выводах микросхемы DD3 сигнал положительной полярности. В результате открывается элемент DD1.2, через который проходят импульсы от тактового генератора частоты f. Эти импульсы поступают в счетчик DD2, где вычитаются из двоичного входного числа. Когда в счетчике DD2 будет нулевое число (которое периодически появляется на выводе 13), на его выходе формируется положительный сигнал, который воспринимается счетчиком DD3 как входной сигнал. Этот входной сигнал будет вычитаться из двоичного числа счетчика DD3. Каждый раз, когда счетчик DD2 проходит через нуль, в счетчике DD3 уменьшается двоичное число. В тот момент, когда счетчик DD3 устанавливает нулевое число, на выводе 13 появляется нулевой уровень, который закроет элемент DD1.2. В результате в счетчиках DD2 и DD3 будет установлено нулевое число. Таким образом, число импульсов, поступивших с элемента DD1.2, будет равно двоичному записанному числу в счетчиках DD2 и DD3. Если эти импульсы одновременно подать на двоично-десятичный счетчик DD4—DD6, то на выходах мы получим двоично-десятичный код.

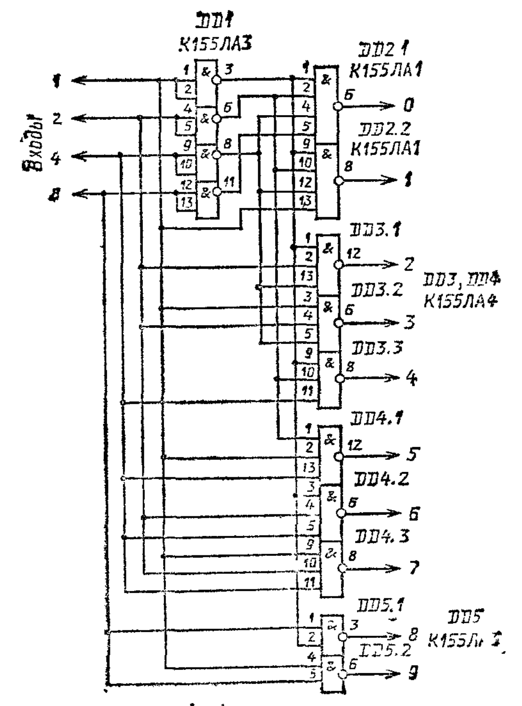



Рис. 13.4

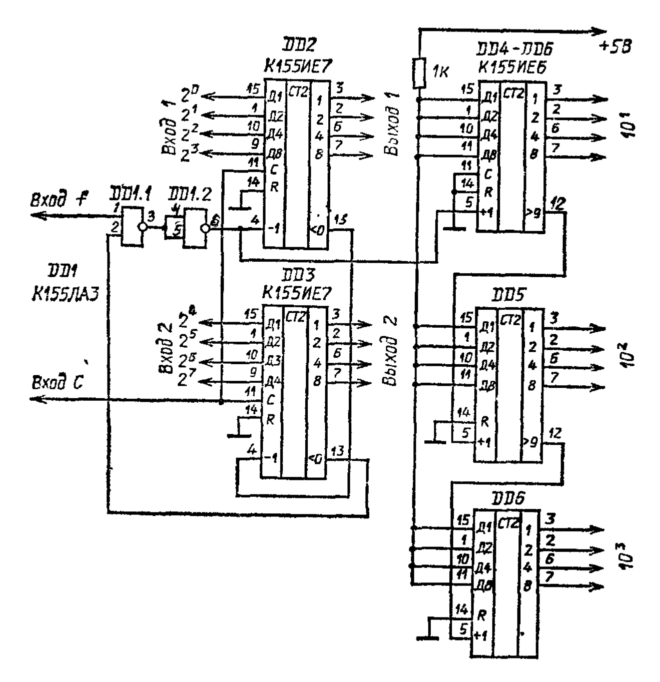



Рис. 13.5

Скорость преобразования кодов определяется частотой поступления входных тактовых импульсов. Учитывая задержку распространения сигнала в счетчиках DD2 и DD3, тактовую частоту целесообразно выбрать равной 100 кГц, тогда скорость преобразования будет 2 мс.

## Преобразователи аналоговых сигналов

**Квадратор** (рис. 13.6). Квадратор построен на использовании нелинейности усиления ОУ Точность моделирования квадратичной передаточной характеристики квадратора может составлять 1 %. Для этого необходимо подобрать стабилитроны VD1—VD10. Входной сигнал должен быть положительным и иметь амплитуду 1 В.

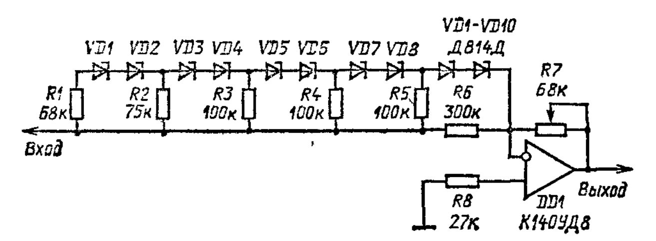



Рис. 13.6

**Мостовой квадратор** (рис. 13.7) Он реализован на двух полевых транзисторах, включенных по мостовой схеме. Транзисторы должны быть близкими по параметрам. Для балансирования моста служат переменные резисторы R7 и R9. Мост позволяет получить относительную погрешность не более 3 % в динамическом диапазоне свыше 40 дБ. Входное напряжение в полосе частот до 20 кГц может меняться от единиц до сотен милливольт. Двуполярный сигнал с выхода моста ОУ преобразуется в однополярный.

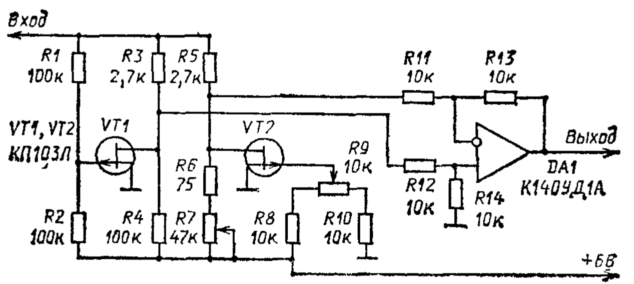



Рис. 13.7

**Вычислитель отношения** (рис. 13.8). Принцип действия вычислителя основан на линейной зависимости проводимости канала полевого транзистора VT2 от напряжения на его затворе. Включение транзистора в цепь отрицательной ОС ОУ приводит к обратно пропорциональной зависимости его коэффициента усиления по напряжению $U_X$ от приложенного к затвору VT2 напря-

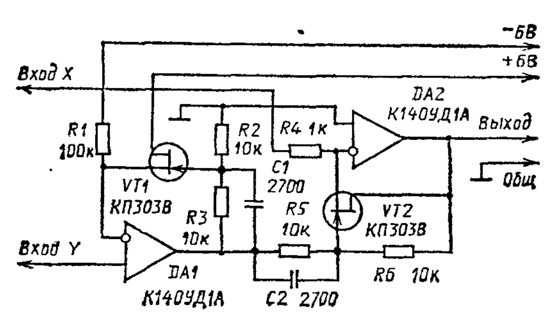



Рис. 13.8

жения $U_Y$, т. е. к функции $K_Y=U_X/2U_Y$. Обратная связь выхода ОУ DA2 с затвором транзистора VT2 линеаризует коэффициент передачи полевого транзистора. Операционный усилитель DA1 и транзистор VT1 в цепи ОС линейно преобразуют входное напряжение в соответствии с вольт-амперной характеристикой транзистора VT2. Выходное напряжение не должно превышать удвоенного напряжения на входе Y. Пределы изменения напряжения по входу X—2...+2 В, а по входу У — 0,05...2 В. Максимальное выходное напряжение ±2 В. Относительная погрешность выполнения отношения менее 5 %. Время вычисления менее 0,2 мкс. Коэффициент передачи при $U_Y=1$ В равен 0,5.

**Формирователь отношения аналоговых сигналов** (рис. 13.9). Отношение двух аналоговых сигналов можно получить с использованием полевых транзисторов VT1, VT2, которые работают как управляемые резисторы. Операционный усилитель DA1 формирует ток I через транзисторы, сопротивление которых равно $U_0/I_1$, где $U_0=100$ мВ.

Поскольку характеристики транзисторов почти одинаковы, то выходное напряжение будет $U_{вых}=U_0I_2/I_1$. Точность преобразования сигналов равна ±0,5 %, если $I_1$ и $I_2$ меньше 1 мА и $I_1 \geq I_2$.

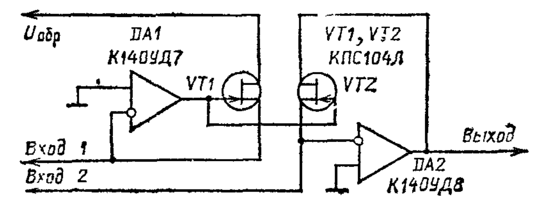



Рис. 13.9

**Формирователь отношения сигналов** (рис. 13.10). На входы формирователя подают сигналы положительной полярности, а на выходе он обрабатывает сигнал, пропорциональный отношению уровней входных сигналов $U_1/U_2$. Входные сигналы поступают на буферные ОУ

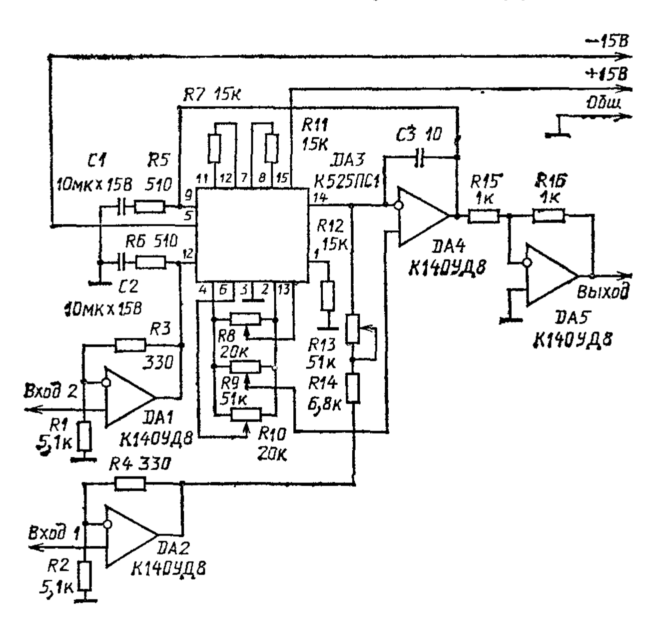


Рис. 13.10

DA1 и DA2 и далее на линейный четырехквадратный умножитель DA3, включенный в цепь операционного усилителя DA4 Выходной сигнал снимается с выхода буферного ОУ DA5. Во избежание перегрузки умножителя выходное напряжение ОУ DA3 ограничивают стабилитронами в пределах ±10 В

Правильность работы устройства во многом зависит от точности калибровки, которую можно выполнить либо на постоянном токе, либо с помощью импульсного напряжения Процесс калибровки можно разбить на несколько этапов. Сначала амплитуду импульсов, поступающих на вход 2, устанавливают равной нулю, на вход 1 подают контрольный сигнал — импульсы, модулированные по амплитуде пилообразным сигналом Регулируя переменным резистором R8 напряжение смещения выходного сигнала, устанавливают постоянную (не обязательно равную нулю) амплитуду выходных импульсов, которая не менялась бы при изменении амплитуды импульсов на входе 1 в пределах от 1 до 8 В При нулевом сигнале на входе 2 на вход 1 подают немодулированный импульсный сигнал амплитудой 8 В. Изменяя переменным резистором R8 напряжение смещения на входе Y, устанавливают нулевую амплитуду выходных импульсов. Затем соединяют вход 1 со входом 2 и подают на них импульсы, модулированные пилообразным сигналом Переводят переменный резистор R8 в положение, когда амплитуда выходного сигнала не меняется при изменении амплитуды сигнала на входах в пределах от 1 до 8 В. После этого изменяют масштабный коэффициент переменным резистором R9. Затем устанавливают амплитуду выходного импульса на уровне 8 В Выходной импульс не должен меняться при изменении сигнала на входах 1 и 2 от 1 до 8 В. Наконец входы 1 и 2 размыкают и, подавая на них раздельно масштабные импульсные сигналы с пилообразной огибающей, убеждаются в постоянстве амплитуд входных сигналов, изменяющихся в пределах от 1 до 8 В.

После калибровки ручки всех переменных резисторов, в том числе масштабного, фиксируют.

## Нелинейные преобразователи

**Определитель отношения** (рис. 13.11). Сигнал, поступающий на вход У, управляет источником стабилизированного тока, построенном на ОУ DA1 и транзисторе VT1. Входное напряжение может меняться от 1 до 10 В. Коллекторный ток транзистора VT1 заряжает конденсатор C1. Напряжение на этом конденсаторе линейно увеличивается до 10 В, если на вывод 2 подать

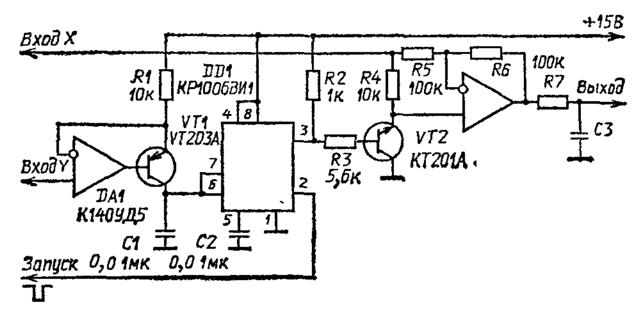


Рис. 13.11

запускающий импульс. Выходное напряжение мультивибратора (на выводе 3) принимает высокий уровень. Когда напряжение на конденсаторе достигнет максимума, внутренний триггер таймера DD1 переключится и на выходе таймера (вывод 3) установится напряжение низкого уровня. Выходное напряжение мультивибратора управляет проводимостью транзистора VT2, который меняет режим работы усилителя DA2, модулируя напряжение со входа X.

При зарядке конденсатора C1 напряжение на нем определяется выражением 0,7 $U_п = t_C U_Y/(R_1C_1)$, где $t_C$ — время зарядки конденсатора. В процессе зарядки транзистора VT2 открыт и, следовательно, выходное напряжение равно $U_{вых} = -U_X$. Если обозначить через τ период импульсов запуска, то на выходе таймера DD1 будет напряжение низкого уровня в течение той части периода $\tau - t_C/\tau$, когда транзистор VT2 закрыт, а выходное напряжение равно нулю. Среднее значение напряжения за период $U_{вых} = -U_X t_C/\tau = -\frac{2}{3}(U_п R_1 C_1/\tau)$ $(U_X/U_Y)$. Если $R_1C_1/\tau = 10$, то $U_{вых} = -U_X/U_Y$.

**Импульсный делитель аналогового сигнала** (рис. 13 12). Делитель построен на базе преобразователя напряжение — частота и амплитудного модулятора. Входное напряжение поступает на ОУ DA1, который управляет проводимостью полевого транзистора VT1. От проводимости полевого транзистора зависит частота колебаний выходного сигнала генератора на таймере DD1. Сопротивление полевого транзистора $R_т = U^2_{пор}/[(1 + R_1/R_2) I_C U_{пор} - I_C U_{пор}]$, где $U_{пор}$ — пороговое напряжение полевого транзистора; $I_C$ — ток стока Конденсатор C1 заряжается и на нем устанавливается напряже-

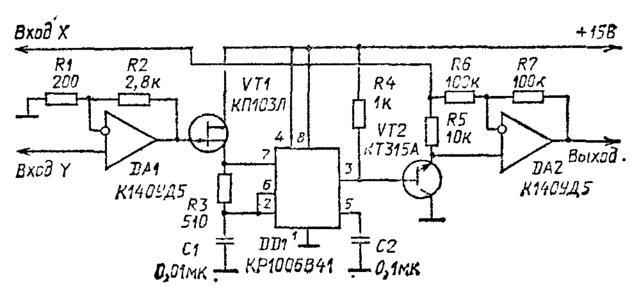


Рис. 13.12

ние от 0,3 $U_п$ до 0,7 $U_п$. Выходное напряжение таймера DD1 изменяется от 5 до 10 В. Когда это выходное напряжение будет высокого уровня, транзистор VT2 открывается и соединяет с общим проводом неинвертирующий вход ОУ DA2. На выходе устройства при этом появляется напряжение, равное напряжению на входе X, но с противоположным знаком.

При низком уровне выходного напряжения таймера транзистор VT2 закрыт и выходное напряжение устройства повторяет напряжение на входе X. Время зарядки конденсатора C1 $t_з=0,693(R_т+R_3)C_1$, а время разрядки — $t_р=0,693R_3C_1$. Среднее значение выходного напряжения делителя за период колебаний равно $U_{вых}=U_X(t_р-t_з)/(t_з+t_р)$ или $U_{вых}=U_рU_X/(1+R_1/R_2)U_{пор}$, если R3 сделать равным $U_{пор}/2\cdot I_C$. Для номиналов элементов, указанных на рисунке, $R2=14R1$, среднее выходное напряжение равно $U_{вых}=-U_X/U_Y$. Это напряжение 0...10 В.

**Устройство для извлечения квадратного корня из аналогового сигнала** (рис. 13.13). Оно обеспечивает погрешность извлечения корня не более 2 % для входного напряжения от 0 до 100 В. При этом для входного сигнала необходимы также элементы: R1=31,6 кОм, R12=0 (до 10 В); R1=71 кОм, R12=40 кОм (до 50 В); R1=100 кОм, R12=90 кОм (до 100 В).

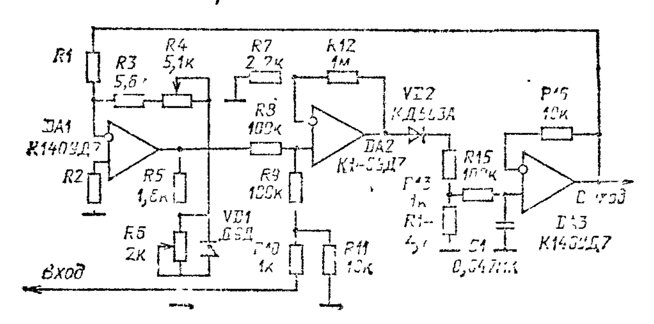



Рис. 13.13

Положительное входное напряжение подают на неинвертирующий вход ОУ DA2. К этому же входу подведено напряжение обратной связи с выхода ОУ DA1. Отрицательная ОС в этом усилителе нелинейна, близка к квадратичной. Форму квадратичности корректируют резисторами R4 и R6. Диод DD1 следует подбирать такой, у которого сопротивление около 200 Ом при напряжении 0,8 В.

**Сравнительные характеристики аналоговых перемножителей.** Аналоговый перемножитель представляет собой универсальное устройство, способное реализовать ряд операций в вычислительной, радиоприемной и измерительной технике.

В ЭВМ аналоговый умножитель используют как самостоятельное устройство для выполнения математических операций умножения и возведения в квадрат, а совместно с ОУ — для деления, извлечения квадратного корня и определения среднеквадратического значения. В радиотехнике его применяют в частотных смесителях, преобразователях частоты, модуляторах, удвоителях частоты, в детекторах, в узлах АРУ и т. д. Аналоговый умножитель представляет собой двувходовое активное устройство, выходное напряжение которого пропорционально произведению двух его входных аналоговых сигналов $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$, т. е. $U_{вых}=KU_{вх1}=U_{вх2}$ Типичные значения коэффициента передачи умножителя — 0,04; 0,1; 10.

Аналоговые перемножители выпускаются двух типов: балансные и четырехквадрантные, работающие по принципу переменной крутизны. В четырехквадрантном перемножителе входные напряжения могут быть разнополярными, а выходное напряжение — имеет полярность, соответствующую их произведению. Он универсален по масштабу перемножаемых сигналов и по частоте Перемножитель имеет вход для изменения масштаба и линеаризации характеристик. Там, где один из перемножаемых сигналов имеет постоянную амплитуду и частоту, целесообразнее применять балансные перемножители, способные перемножать произвольный сигнал на стандартный сигнал большой амплитуды. Чувствительность балансных перемножителей зависит от степени подавления напряжения на выходе. Балансный аналоговый перемножитель по схеме является сдвоенным дифференциальным усилителем. Известно, что дифференциальный усилитель с общим эмиттером чувствителен к разбросу параметров транзисторов, имеет низкое входное сопротивление и малый размах выходного напряжения. Это ограничивает динамический диапазон балансного перемножителя. Реальные перемножители имеют динамический диапазон 50...70 дБ

В линейном четырехквадрантном перемножителе функции перемножения и усиления разделены. Здесь в каждую ступень можно подавать синфазную составляющую. Повышение коэффициента передачи и размаха входного сигнала, включение резисторов в эмиттерные цепи уменьшает чувствительность перемножителя к влиянию окружающей среды. При тех же параметрах транзисторов, что и для балансного перемножителя, динамический диапазон линейного четырехквадрантного перемножителя почти в 10 раз шире.

Линейные четырехквадрантные перемножители первого этапа разработки — К140МА1 и К525ПС1, современный — К525ПС2. Они имеют дополнительные цепи стабилизации, а также выходной усилитель результирующего сигнала Микросхемы К173ПС1 и К526ПС1 — балансные перемножители.

Сравнительные характеристики перемножителей сведены в табл. 13.2.

В радиотехнике применяют главным образом аналоговые перемножители с переменной крутизной. Их действие основано на том, что крутизна характеристики транзистора изменяется при изменении его эмиттерного тока в соответствии с изменением управляющего напряжения $U_{вх1}$ (рис. 13.14, *а*), т. е. аналоговый перемно-

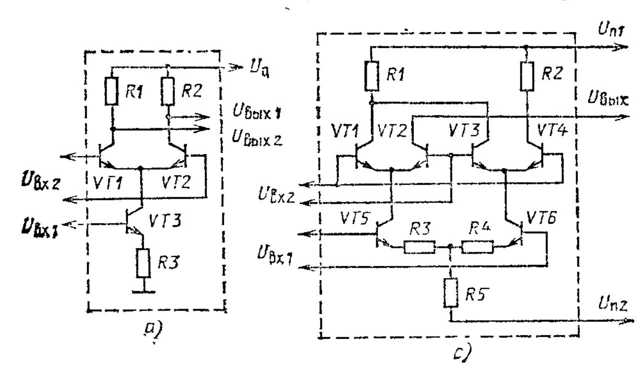



Рис. 13.14

житель представляет собой усилитель с переменной крутизной. Основным элементом этого перемножителя является дифференциальный усилитель Аналоговый перемножитель с симметричным выходом сбалансирован по отношению к входному напряжению $U_{вх1}$, так как напряжение не появляется на выходе, когда одно из них равно нулю. У аналогового перемножителя с несимметричным выходом нет баланса по отношению к любому из двух входных напряжений. Балансирование по отношению к двум входным напряжениям можно получить, если в перемножитель включить три дифференциальных усилителя. При напряжении $U_{вх2}\ll 26$ мВ вы-

ходное напряжение линейно зависит от входного, далее идет нелинейный участок. Нелинейность умножителя обусловлена экспоненциальным характером входной характеристики биполярных транзисторов. Для получения линейного умножения в широком динамическом диапазоне изменения $U_{вх2}$ необходимо линеаризовать экспоненциальную зависимость. Этого можно достичь, если $U_{вх2}$ превратить в промежуточное напряжение, являющееся логарифмической функцией входного.

Логарифмирующие свойства диодов VD1, VD2 компенсируют экспоненциальный характер входных характеристик транзисторов VT1, VT4 двух основных дифференциальных усилителей (рис. 13.14, *б*). Здесь $U_{вых} = KU_{вх1}U_{вх2}$, $K = 2R_c/(I_1R_5R_Y)$, где $R1 = R2 = R_c$, $R3 = R4 = R_Y$. В интегральном исполнении линеаризованный двойной балансный аналоговый перемножитель не имеет резисторов $R_c = R5R_Y$. Для возможности их включения предусмотрены соответствующие выводы. Подбирая эти резисторы, можно реализовать заранее заданное значение коэффициента передачи перемножителя.

## Логарифмические преобразователи

**Функциональные преобразователи** (рис. 13.15). Они реализуют функцию $U_{вых}/(U_1—U_2)$. У преобразователя на рис. 13.15, *а* коэффициент усиления опреде-

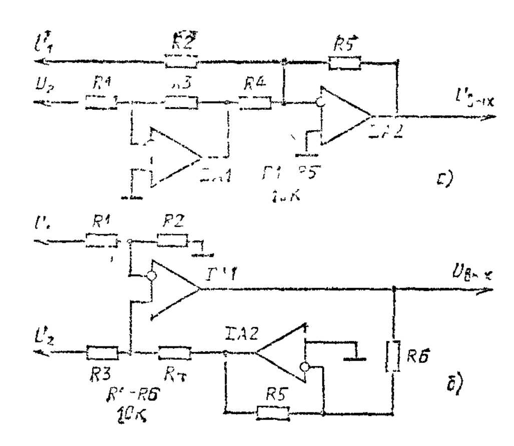



Рис. 13.15

ляется выражением $U_{вых} = R_5(U_2R_3/(R_1 \cdot R_4) — U_1/R_2)$. Если $R2 = R1$ и $R3 = R4$, то $U_{вых}/U_2—U_1 = R_5/R_2$, регулировкой резисторов R2 или R5 можно менять отношение сигналов.

У преобразователя на рис. 13.15, *б* возможности регулировки отношения сигналов значительно шире. Эта зависимость определяется выражением $U_{вых}/(U_1—U_2) = (R_4\ R_6/(R_3 \cdot R_5))$.

**Формирователь сигнала параболической формы** (рис. 13.16). На вход формирователя (рис. 13.16) подают гармонический сигнал. На выходе ОУ DA1 выделяется отрицательная полуволна сигнала, которую в инвертированном виде суммирует с входным сигналом ОУ DA2. В результате на выходе DA3 (на диоде VD3 и конденсаторе C1) выделяется пиковое значение сигнала. На конденсаторе C1 устанавливается постоянное напряжение, равное амплитуде входного сигнала. При совместном действии постоянного и выпрямленного сигналов на входах ОУ DA4 формируется параболический сигнал.

**Четырехквадрантный перемножитель** (рис. 13.17). Перемножитель состоит из нелинейного преобразователя, который расширяет пределы выходного напряжения от —10 до +10 В. Он построен на микросхеме DA1, нагруженной транзисторами VT2 и VT3, включенными по схеме диода. Микросхема DA2, выполняющая функции аналогового перемножителя, передает сигнал на «токовое зеркало», построенное на транзисторах VT4—VT10. Выходной ток транзисторного преобразователя поступает на ОУ DA3, который определяет динамический диапазон выходного напряжения ±10 В с полосой частот до 2 МГц. Коэффициент передачи всего устройства равен 0,1, а погрешность перемножения не превышает 1 %.

Балансируют микросхемы DA1 и DA2 резисторами R4 и R3.

**Формирователь частичных сумм** (рис. 13.18). Он формирует на выходе частичную сумму входных сигналов. В его выходном сигнале по каждому каналу отсутствует соответствующий входной сигнал. Так, на выходе ОУ DA1 существует сумма всех сигналов за исключением сигнала с первого входа. На выходе 2 отсутствует сигнал со входа 2 и т. д. Вычитание определенного сигнала достигается в результате суммирования на ОУ (n+1)DA всех входных сигналов. Взаимодействие общего суммарного сигнала с каждым входным сигналом приводит к селективному вычитанию.

**Преобразователь на двух микросхемах** (рис. 13.19, *а*). Преобразователь рассчитан на получение постоянного напряжения, пропорционального квадрату амплитуды входного сигнала. Эта зависимость $\sqrt{U_{вых}} = f(U_{вх})$ показана на рис. 13.19, *б* Частотные пределы входного сигнала — от 20 Гц до 200 кГц при амплитуде от 0,1 о 1,5 В. Погрешность результата на частоте 2 кГц не превышает 2,5 %. Неравномерность частотной характеристики менее 1 дБ. Выходное сопротивление равно 10 кОм; время осреднения 10, 1 0,1 с.

**Антилогарифмирующее устройство** (рис. 13.20, *а*). Базовый ток транзистора VT1 вызывает значительный коллекторный ток, который ОУ DA1 преобразует в напряжение. Выходное напряжение находится в пределах от 0,001 до 10 В. Переменным резистором устанавливают начальное значение линейно-логарифмической зависимости. Цепь R4, R5, R6, VD1 позволяет изменять положение выходной характеристики под то или иное входное напряжение. На рис. 13.20, *б, в* показано два из ее возможных положений.

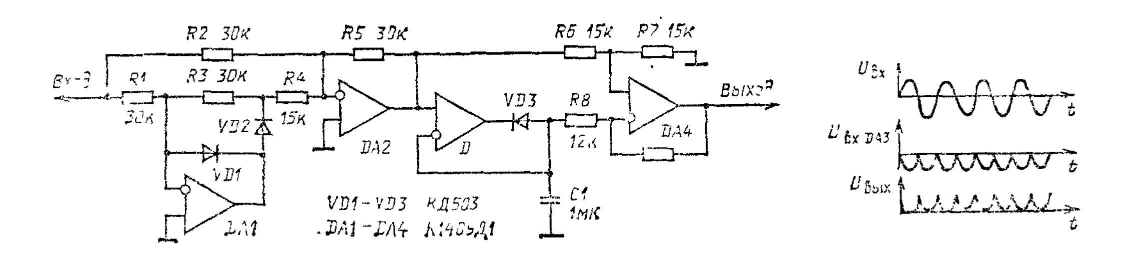



Рис. 13.16

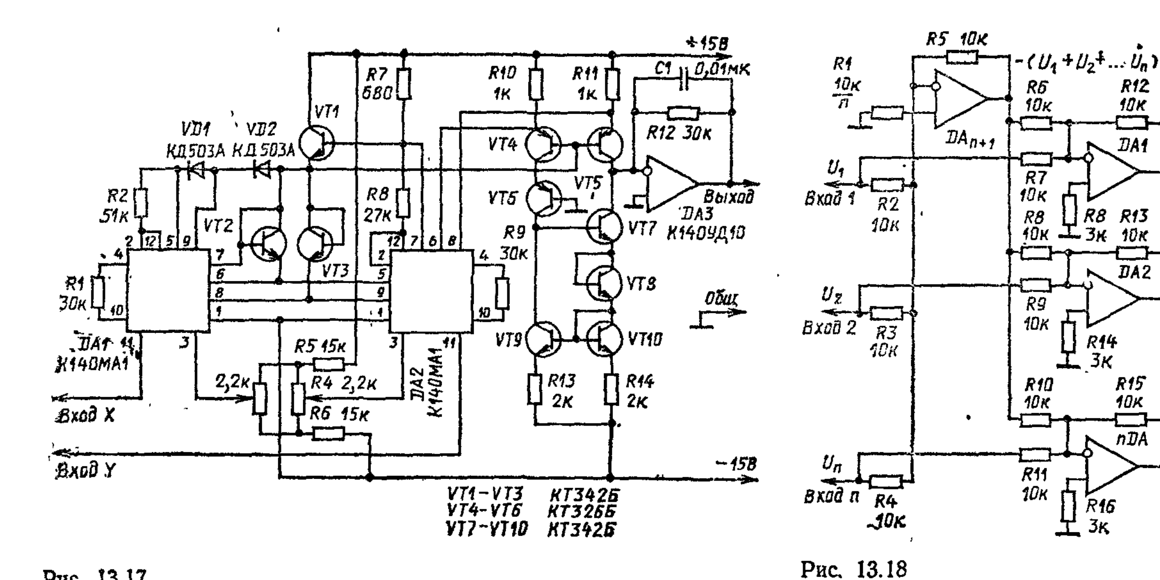



Рис. 13.17

Рис. 13.18

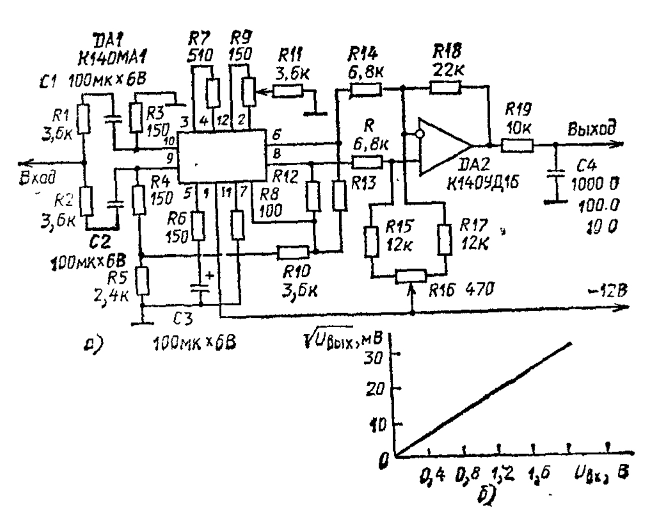



Рис. 13.19

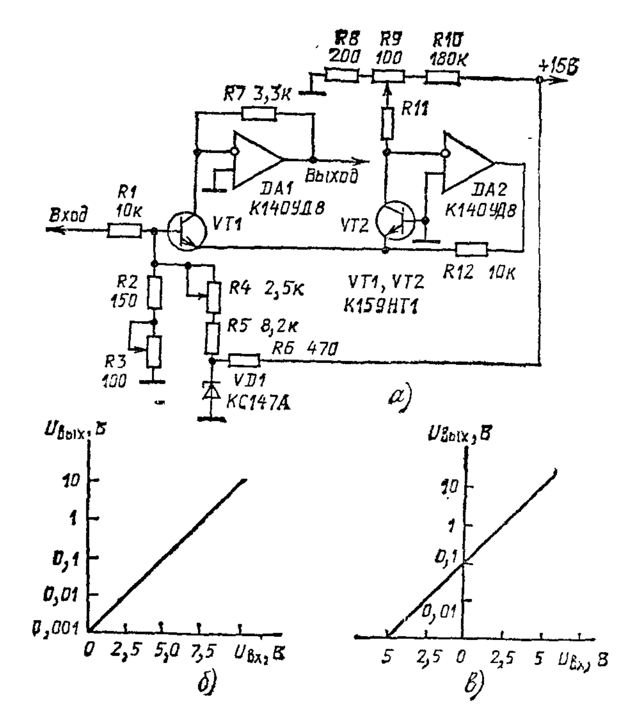



Рис. 13.20

Преобразователь входного сигнала на транзисторе VT1 способен работать лишь в узком температурном интервале. Для расширения этого интервала от +10 до +40 °С служит дополнительный узел на транзисторе VT2 и ОУ DA2.

**Потенцирующее устройство** (рис. 13.21). В основу преобразователя сигналов положен логарифмический усилитель, собранный на ОУ DA2 и DA3. Если разомкнуть цепь отрицательной ОС между выходом ОУ DA3 и входом ОУ DA1, то характеристика логарифмического усилителя будет линейной при напряжении от 0,1 до 10 В на выходе ОУ DA1. При этом выходной сигнал устройства меняется в пределах от 0 до 7,7 В. Эти значения можно получить из выражения

$$U_{\text{вых DA2}} = \frac{kT}{q}\,\frac{(R_8 + R_9 + R_{10})}{R_8} \times$$

$$\times \ln \frac{(R_6 + R_7)}{R_1}\,\frac{U_{\text{вых DA1}}}{U_{п}},$$

где $U_п = 15$ В — напряжение питания коллектора транзистора VT2.

Логарифмический усилитель включен в цепь отрицательной ОС ОУ DA1. В результате взаимодействия двух усилителей на выходе формируется сигнал, определяемый выражением

$$U_{вых} = R_1 U_п/(R_6 + R_7) \exp U_{вх} q/kT R_8/(R_8 + R_9 + R_{10}).$$

**Логарифмический усилитель** (рис. 13.22, *а*). Здесь представлены кривые переходного процесса логарифмического усилителя, которые возникают при скачкообразном изменении напряжения на входе устройства по схеме на рис. 13.22, *а*. Скачок тока ΔI происходит относительно начального тока $5 \cdot 10^{-12}$ А. Для токов больше $5 \cdot 10^{-7}$ А усилитель представляет колебательное звено, а для меньших токов — апериодическое.

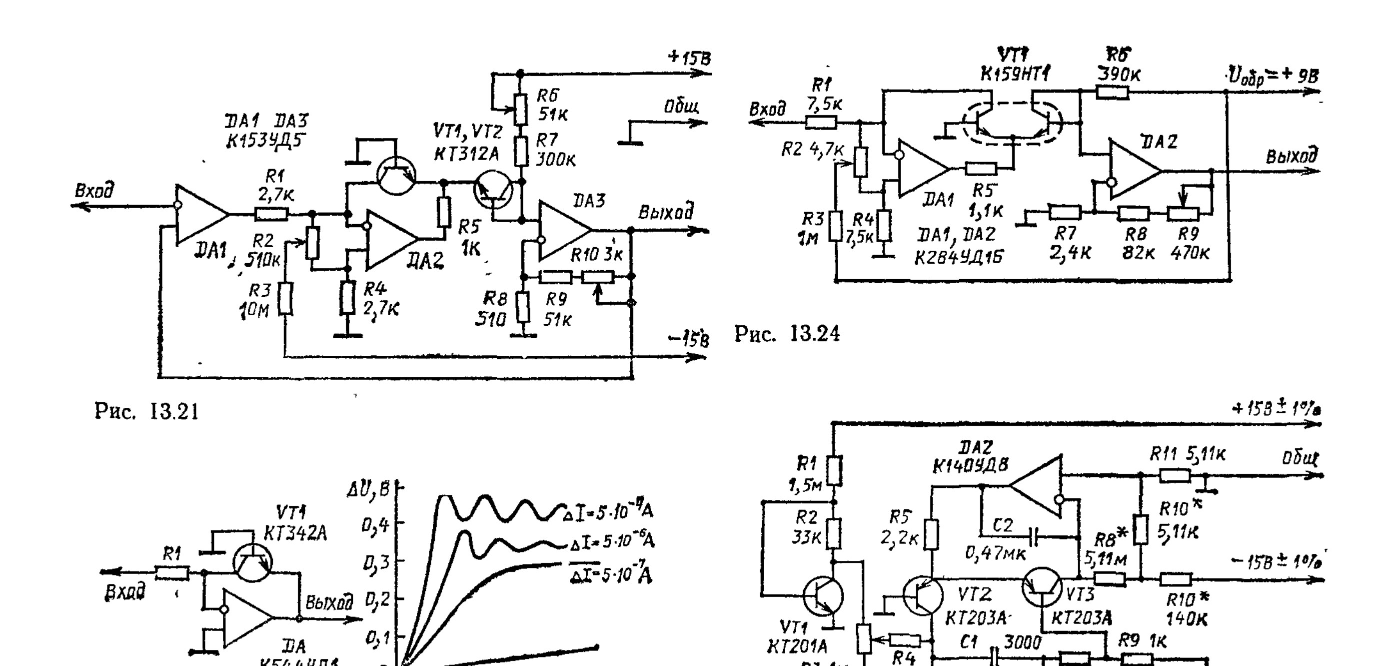



Рис. 13.21

Рис. 13.22

Рис. 13.24

Рис. 13.25

**Формирователь дискретного сигнала с разностной частотой** (рис. 13.23). На входы 1 и 2 формирователя (рис. 13.23, *а*) падают импульсы прямоугольной формы, которые различаются частотой следования. Узел на логических элементах DD1.1—DD1.4 перемножает эти сигналы (см. табл. рис. 13.23, *б*). Выходной импульсный сигнал с элемента DD1.3 подается на интегрирующую цепь R3, C1, преобразующую его в сигнал треугольной формы с частотой, равной разности частот входных сигналов, а ОУ DA1 — в меандр (см. рис. 13.23, *в*).

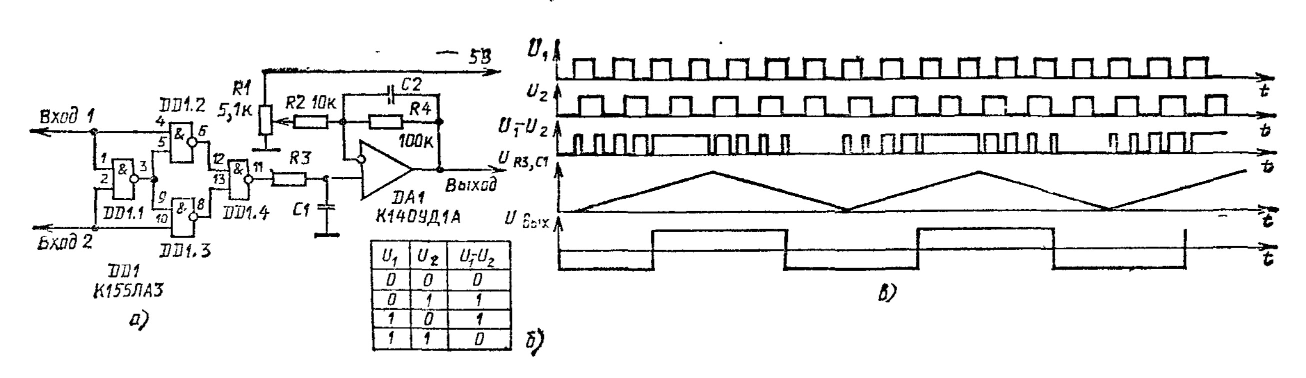
Резистором R1 регулируют длительность положительной и отрицательной полуволн выходного сигнала.

**Простой логарифмический усилитель** (рис. 13.24). Линейной передаточной характеристики добиваются регулировкой резисторов R2 и R9. Верхняя частота рабочей полосы усилителя более 20 кГц. Динамический диапазон от 1 мВ до 6 В.

**Прецизионный логарифмический усилитель** (рис. 13.25). Он имеет постоянную времени 200 мкс при входном токе от 1 мА до 100 нА. Для входного тока от 10 нА до 10 пА постоянная времени увеличивается от 400 мкс до 200 мс. Компенсация тока смещения позволяет добиться разрешающей способности 10 пА в температурном диапазоне от −50 до +100 °С. Узел температурной компенсации собран на транзисторе VT1. Падение напряжения на резисторе R2 почти не зависит от температуры, но определяет начальное смещение, которое имеет температурный дрейф 2,2 мВ/°С. Так как ток смещения ОУ DA1 линейно зависит от температуры, то резистор R2 выбирают из условия оптимальной компенсации.

Использование этого усилителя требует стабильного напряжения питания.

**Симметричный логарифмический усилитель** (рис. 13.26). Ток через транзистор VT1 зависит от напряжения на базе транзистора VT2. Это напряжение формирует ОУ DA1. В то же время транзистор VT2 играет роль термокомпенсатора для транзистора VT1. Для уменьшения влияния температуры на параметры усилителя целесообразно вместо резистора R3 применить терморезистор. Верхняя граничная частота усилителя не более 30 кГц.




| $U_1$ | $U_2$ | $U_1 \cdot U_2$ |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 |

Рис. 13.23

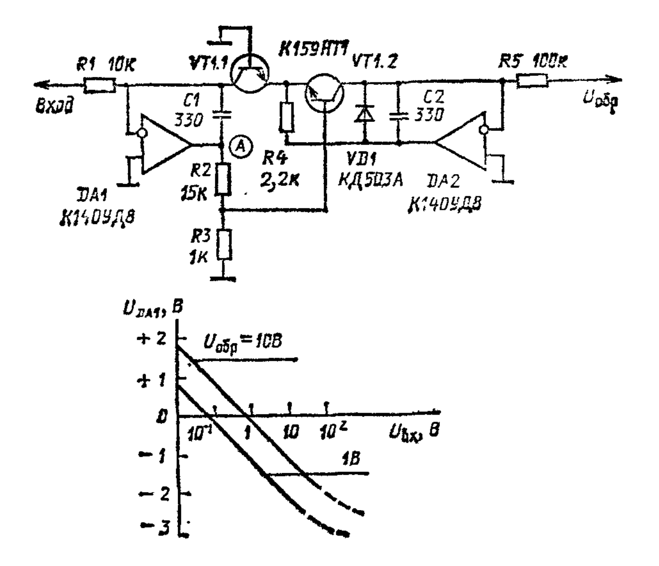



Рис. 13.26

**Логарифмический усилитель с диодной аппроксимацией** (рис. 13.27). Усилитель обеспечивает точность аппроксимации 0,6 дБ. Его входное напряжение может изменяться от 15 мВ до 2,45 В, а выходное — от 1 до

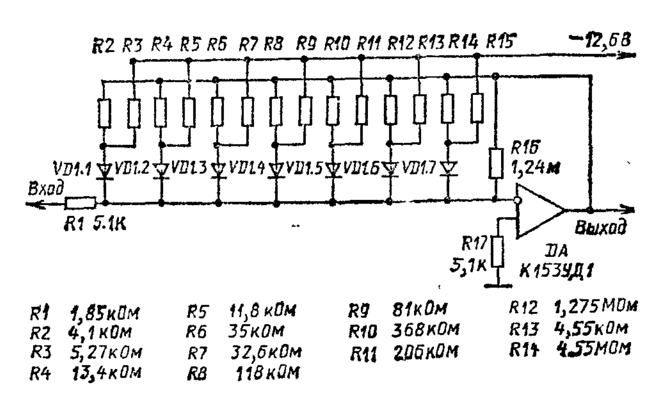



Рис. 13.27

12 В. При изменении напряжения на ±1 % точность выходного результата составляет 2 %

**Широкодиапазонный логарифмический усилитель** (рис. 13.28). Усилитель перекрывает свыше шести порядков входного сигнала. Минимальное входное напряжение линейного участка логарифмирования равно 50 мкВ, а максимальное — свыше 100 В. Широкий диапазон усилителя достигается из-за отсутствия входного тока ОУ DA1. В цепи нелинейной ОС применяют транзисторную сборку VT1. Для ограничения полосы частот ОУ DA1 в цепь ОС включен конденсатор C1.

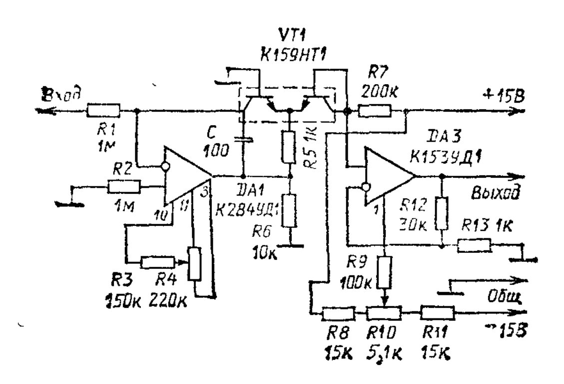
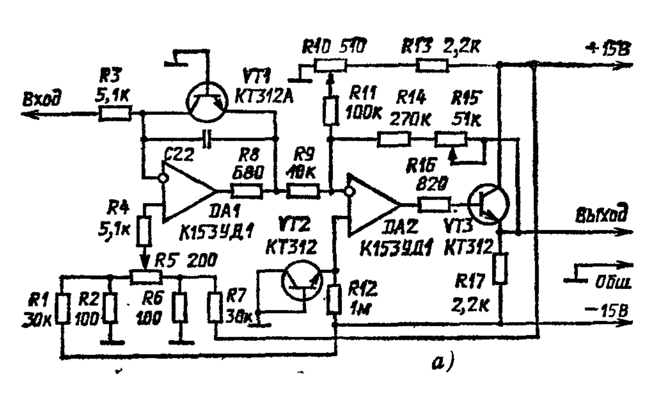



Рис. 13.28

Для удовлетворительной работы усилитель необходимо тщательно наладить. Переменным резистором R10 ОУ DA2 устанавливают нулевой выходной сигнал. На изменение напряжения на выходе усилителя влияет положение движка переменного резистора R4, которым смещают рабочую точку нелинейного элемента и тем самым выбирают ширину линейного участка логарифмирования. Подборкой резистора R5 можно компенсировать остаточное напряжение на нелинейном элементе, что также приводит к смещению нуля на выходе ОУ DA2. Термостабилизацию обеспечивают эмиттерные переходы транзисторов сборки VT1. Для ее повышения можно последовательно с резистором R13 включить терморезистор.

**Логарифмический усилитель с термокомпенсацией** (рис. 13.29). Усилитель собран по известной схеме, где в цепь отрицательной ОС включен транзистор VT1.



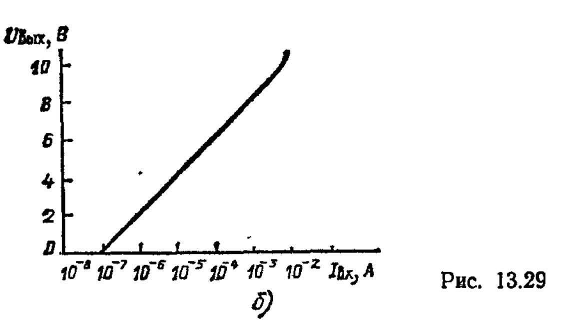




Рис. 13.29

Транзистор VT2 по параметрам должен быть идентичен VT1. Переменным резистором R5 при нулевом входном токе на выходе ОУ DA1 устанавливают напряжение открывания транзистора VT1 на уровне 0,6 В. Для компенсации этого напряжения, а также для термостабилизации в цепь неинвертирующего входа ОУ DA2 входит транзистор VT2, включенный диодом. Подборкой резистора R10 можно установить любой ток через транзистор и тем самым сбалансировать режим транзистора VT1.

К выходу ОУ DA2 подключен эмиттерный повторитель на транзисторе VT3, который обеспечивает малое выходное сопротивление усилителя. Регулируемая отрицательная ОС в усилителе позволяет менять масштаб передаточной характеристики. Переменным резистором R11 можно регулировать выходное напряжение при отсутствии входного сигнала. Для увеличения термостабильности логарифмического усилителя последовательно

или параллельно с резистором R9 включают терморезистор.

**Простейший логарифмический усилитель** (рис. 13.30, *а*). Усилитель имеет линейный участок преобразования входного сигнала около пяти декад. Для получения линейной зависимости при малом входном напряжении необходимо следить за балансировкой ОУ DA1. При положительном смещении нуля характеристика преобразования поднимается вверх (рис. 13.30, *б*). С целью компенсации ее нелинейности служит переменный резистор R4. Для уменьшения шумового сигнала в цепь отрицательной ОС усилителя включают конденсатор C1, сужающий полосу частот.

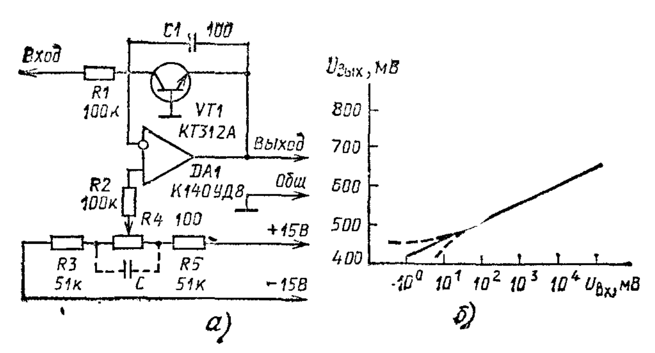



Рис. 13.30

**Диодный логарифмический усилитель** (рис. 13.31, *а*). Усилитель имеет в цепи отрицательной ОС две цепи диодов, которые рассчитаны на двуполярный входной сигнал. Для стабилизации усилителя по постоянному току служит цепь R2, R3, C1. Усилитель имеет передаточную характеристику, которая изображена на рис. 13.31, *б* сплошной линией. Штриховой линией показана характеристика усилителя без цепи R2, R3, C1. Линейный участок схемы с ОС лежит от 0,9 до 2,2 В, что соответствует напряжению входного сигнала от 5 мВ до 5 В.

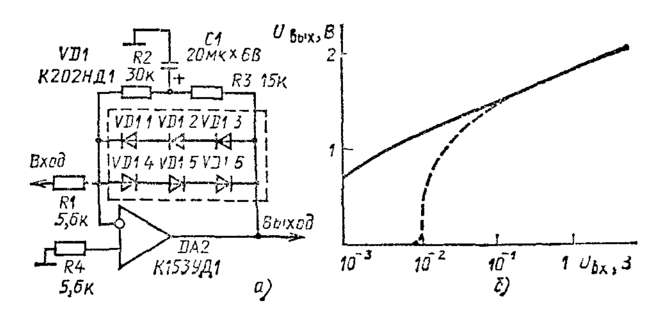



Рис. 13.31

**Логарифмический усилитель с источником образцового тока** (рис. 13.32). Усилитель состоит из входного ОУ DA1, образцового ОУ DA2, логарифмирующего элемента на транзисторах микросборки VT3, преобразователя уровня на ОУ DA3. Для повышения входного и образцового напряжений ОУ включены полевые транзисторы VT1 и VT2, идентичные по параметрам и находящиеся в одном корпусе. Для компенсации постоянного напряжения на стоке полевых транзисторов к входам ОУ DA1 и DA2 подключены делители напряжения R2, R4, R5 и R11, R13, R14.

Транзистор VT3.1 является элементом цепи ОС для входного тока положительной полярности. Транзистор VT3.2 включен в цепь ОС образцового ОУ. Ток через транзистор VT3.1 равен входному току усилителя, а ток через VT3.2 — току через резистор R16, т. е. I=10 мкА. Этот ток служит образцовым. Постоянство образцового тока обусловливает постоянство значения напряжения на базе этого транзистора. Напряжение на базе транзистора VT3.1 меняется в зависимости от входного тока. Выходное напряжение ОУ DA2 зависит от разности напряжения на базе транзисторов VT3.1, VT3.2 и определяется как

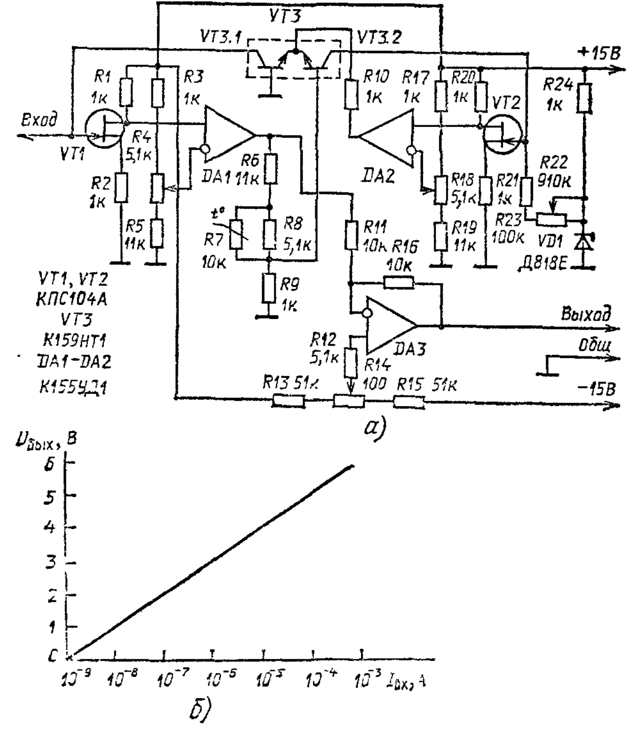



Рис. 13.32

$$U_{вых} = -2{,}3\,kT/q\left[\frac{\dfrac{R_7 R_8}{(R_7+R_8)} + R_6 + R_9}{R_9}\right] \times$$
$$\times \ln\,[I_{вх}/I_{обр} + 5].$$

Значение коэффициента 2,3kT/q равно 60 мВ при температуре T=300 °C. Сопротивление резисторов можно подобрать таким образом, что на одну декаду входного тока на выходе напряжение будет меняться на 1 В. Для температурной стабилизации усилителя служит терморезистор R7. Рабочий интервал температур от −50 до +50 °C. Точность преобразования равна ±5 %.

**Логарифмический усилитель с защитой от перегрузки** (рис. 13.33, *а*). Входной положительный сигнал логарифмирует узел на диоде VD3. Диод VD4 нужен для предохранения ОУ DA1 от насыщения при положительном выходном сигнале. Для балансирования ОУ служит переменный резистор R6.

Передаточная характеристика для двух типов ОУ показана на рис. 13.3, *б*.

**Усилитель с полевым транзистором на входе** (рис. 13.34). Логарифмический усилитель использует нелинейность вольт-амперной характеристики p-n перехода транзистора, что обеспечивает широкий динамический диапазон входного тока — $10^{-13}$...$10^{-3}$ А. Динамический же диапазон усилителя зависит от неуправляемого входного тока. На входе ОУ DA1 предусмотрен истоковый повторитель на транзисторе VT1 с динамической нагрузкой в виде транзистора VT2. Подбирая резистор R2, можно установить ток полевого транзистора VT1, соот-

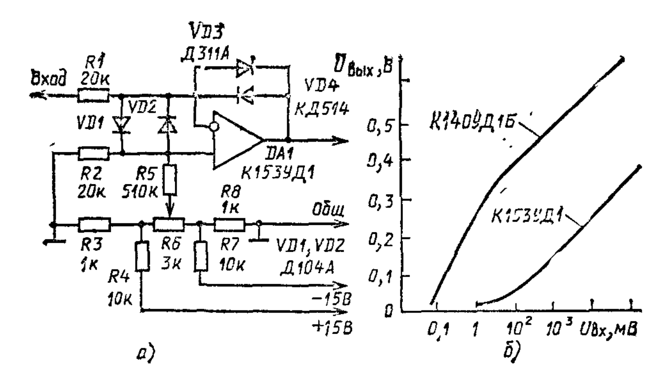



Рис. 13.33

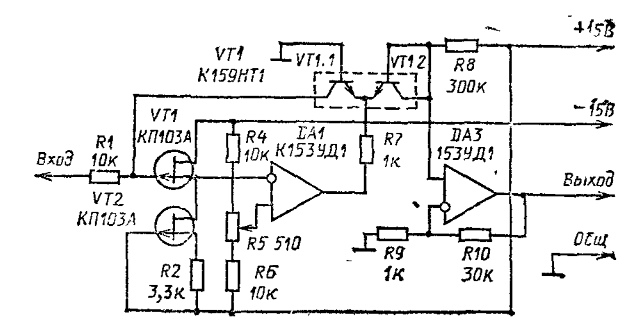



Рис. 13.34

ветствующий термостабильной точке. Для подстройки ОУ под уровень выходного напряжения полевых транзисторов служит переменный резистор R5.

Нелинейная ОС ОУ DA1 образована транзистором VT1.1 сборки VT1. Второй транзистор этой сборки, включенный диодом, служит для термокомпенсации. Усилитель перекрывает динамический диапазон входного сигнала от единиц микровольт до единиц вольт. Температурная погрешность равна примерно 0,3 %/°С. Общая передаточная характеристика усилителя определяется выражением

$$U_{вых} = \left[1 + \frac{R_{10}}{R_9}\right] \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{вх}}{I_0},$$

где $kT/q = 0{,}026$ В при $T = 300$ °С.

**Трехкаскадный логарифмический указатель** (рис. 13.35). Логарифмическую передаточную характеристику усилителя формирует нелинейный элемент в цепи отрицательной ОС DA1. Нелинейным элементом служит

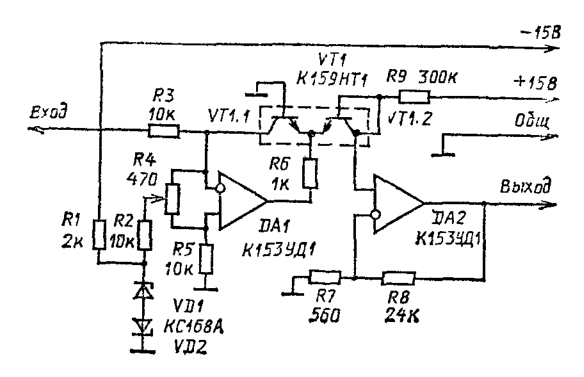



Рис. 13.35

эмиттерный переход транзистора VT1. Компенсацию начального напряжения на переходе устанавливают переменным резистором R2. Для термокомпенсации предусмотрен транзистор VT2.2, через который протекает ток, определяемый резистором R9. Сигнал с выхода нелинейного элемента усиливает ОУ DA2:

$$U_{вых} = [1 + R_8/R_9]\, kT/q \ln U_{вх} \cdot R_9/R_1 \cdot U_п.$$

Для компенсации необходимо последовательно с резистором R8 включить терморезистор с соответствующими параметрами, например ММТ-13 сопротивлением 1,6 кОм.

Динамический диапазон усилителя от 10 мВ до 10 В. Верхняя граница динамического диапазона определяется максимальным током p-n перехода транзистора VT1 (10 мА), нижняя граница зависит от разностного входного тока ОУ DA1. Для ОУ К153УД1 разностный ток не превышает 0,5 мкА.

**Усилитель с управляемой характеристикой** (рис. 13.6, *а*). Логарифмический усилитель собран по известной схеме с нелинейным элементом в цепи отрицатель-

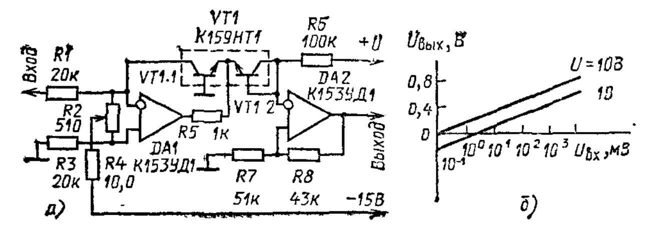



Рис. 13.36

ной ОС ОУ. Он имеет передаточную характеристику с линейным участком от 0,1 мВ до 10 В с точностью 3 % (рис. 13.36, *б*). Эту характеристику можно перемещать относительно горизонтальной оси координат изменением напряжения питания (плюсового плеча).

**Общие характеристики логарифмических усилителей** (рис. 13.37). В качестве логарифмических преобразователей сигналов наибольшее распространение получили ОУ в паре с нелинейным элементом — диодом или транзистором, включенным в цепь отрицательной ОС. Передаточные характеристики преобразователей приведены на рис. 13.37, *а*. Ток, протекающий через диод, равен $I_q = I_0\left(e^{-\frac{qV}{kT}} - 1\right)$. Напряжение на входе ОУ определяется выражением $U_{ОУ} = -kT/q \ln I/I_0$, где $I_0$ — теоретический обратный ток насыщения; q — заряд электрона; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура. Значение $kT/q = 26$ мВ — тепловой потенциал. Выходное напряжение $U_{ОУ}$ равно 120 мВ на декаду входного напряжения.

В общем случае возможны четыре варианта включения нелинейного элемента в цепь отрицательной ОС (рис. 13.37, *б—д*), для которых характерны различные диапазоны работы. Предельно возможное теоретическое значение тока логарифмирования у первого варианта равно $10^{-5}...10^{-3}$, у второго — $10^{-11}...10^{-3}$, у третьего — $10^{-9}...10^{-3}$ А, у четвертого — $10^{-8}...10^{-5}$ А. Для вариантов первого и третьего возможна любая полярность включения диода или транзистора. При параллельном включении двух элементов здесь возможна двуполярная обработка входного сигнала. Второй вариант обладает наибольшими чувствительностью и шириной частотной полосы, но нуждается в защите транзистора от пробоя, если входной сигнал поменяет полярность.

Для реализации указанных диапазонов работы нелинейных элементов необходимо, чтобы входной ток ОУ был пренебрежимо мал по сравнению с минимальным входным током нелинейного элемента. При малых входных сигналах реальная характеристика нелинейного элемента отличается от идеальной. При больших входных

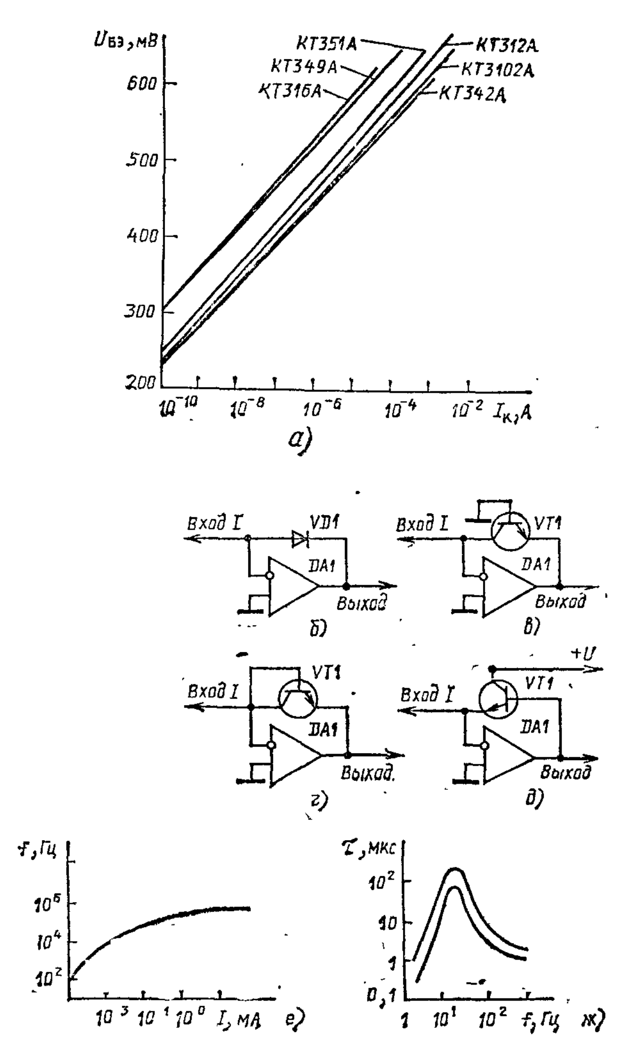



Рис. 13.37

сигналах приходится считаться с пропорциональным падением напряжения на омическом сопротивлении кристалла. Для транзисторных преобразователей точность преобразования достигает 1 % при входном токе от 40 нА до 0,4 мА, при токе более 0,5 мА оказывает влияние сопротивление эмиттерного перехода, а при токах менее 40 нА ошибку вносит ток смещения ОУ. Для тока в пределах от 10 нА до 1 мА точность преобразования не лучше 3 %; здесь погрешность увеличивается из-за изменения коэффициента передачи тока транзистора.

На рис. 13.37, *а* показана зависимость падения напряжения на эмиттерном переходе для разных типов транзистора от тока коллектора. Логарифмический закон изменения этого напряжения сохраняется восемь порядков.

При использовании логарифмических усилителей в различных устройствах следует большое внимание уделять их термостабилизации. Прежде всего следует компенсировать влияние коэффициента kT/q, который меняется со скоростью 0,33 %/град. Компенсируют этот коэффициент включением терморезистора с линейной температурной зависимостью. Можно достичь компенсации с точностью 1 % в температурном диапазоне от —50 до +100 °С.

Основная погрешность логарифмических преобразователей от изменения температуры связана с нестабильностью падения напряжения на нелинейном элементе. Значение этого напряжения зависит от начального тока смещения. Температурная зависимость для кремниевого диода — приблизительно 3 %/град. Для компенсации температурного изменения падения напряжения на нелинейном элементе в последующие цепи включается аналогичный элемент. Для транзисторных логарифмических преобразователей используют два подобранных транзистора. С помощью второго транзистора удается также компенсировать начальное падение напряжения на нелинейном элементе.

Частотный диапазон логарифмических усилителей зависит от входного тока, как это показано на рис. 13.37, *е*. Однако для нулевого входного сигнала, когда в цепь включено большое сопротивление нелинейного элемента, на выходе присутствует шумовой сигнал. Для уменьшения уровня шума необходимо ограничивать полосу частот включением конденсатора параллельно нелинейному элементу.

## Преобразователи с запоминанием

**Цифро-аналоговый преобразователь** (рис. 13.38). В основу преобразователя положена микросхема К572ПА1. При образцовом напряжении $U_{обр}$ = =10,24 В десятиразрядный двоичный код преобразуется в постоянный уровень тока от 0 до 2 мА с дискрет-

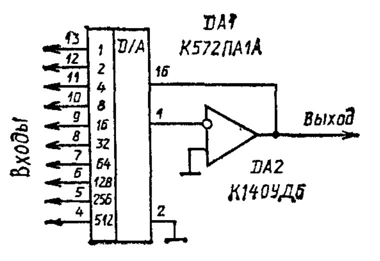



Рис. 13.38

ностью 2 мкА, который протекает через вывод 1. Этот ток поступает на вход ОУ DA2, который преобразует ток в напряжение. Напряжение питания микросхемы DA1 можно менять в широких пределах: $U_{обр}$ от —17 до +17 В, а $U_п$ от 5 до 17 В. Входное напряжение уровня 0 составляет от 0 до 0,8 В, а уровня 1 — от 3,6 до $U_п$. Время установления выходного тока 5 мкс. Погрешность коэффициента передачи полной шкалы равна ±0,4 %. Ток утечки выхода не более 0,2 мА. Входной ток цифровых входов 1 мкА.

Микросхема К572ПА1А требует соблюдения определенных условий эксплуатации. Неиспользуемые цифровые входы следует соединить с общим проводом или объединить с другими входами. На выводы 1 и 2 не допускается подавать напряжение менее —100 мВ и более $U_{обр}$. На все выводы микросхемы, кроме 1, 2 и 15, не допускается подавать отрицательное напряжение и положительное большое $U_п$.

## Цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи

**Цифро-аналоговый преобразователь на логических элементах** (рис. 13.39). Он построен на резисторной матрице R—2R. Сигнал на матрицу подают с выхода элементов И. Управляющий сигнал $U_{упр}$ разрешает подачу двоичного кода на матрицу R—2R. На выходе матрицы включен микроамперметр PA1. Выходной аналоговый сигнал можно подавать на регистратор через соответствующий усилитель. Скорость преобразова-

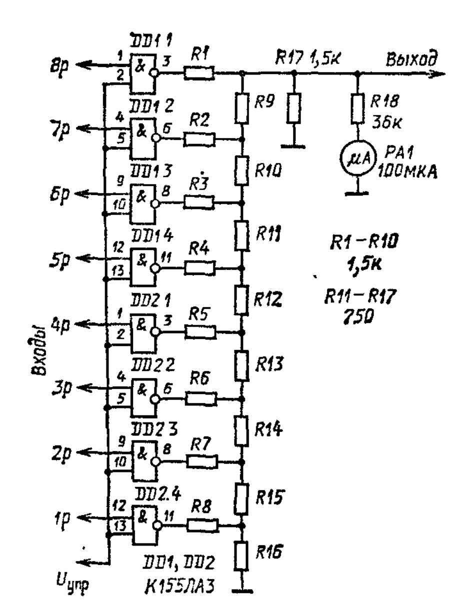



Рис. 13.39

ния ЦАП определяется скоростью переключения логических элементов и паразитной емкостью матрицы. Преобразователь может обеспечить скорость преобразования более 1 мкс.

**Быстродействующий ЦАП** (рис. 13.40) В основу ЦАП положены генераторы тока на транзисторах. Число генераторов определяется числом разрядов входного

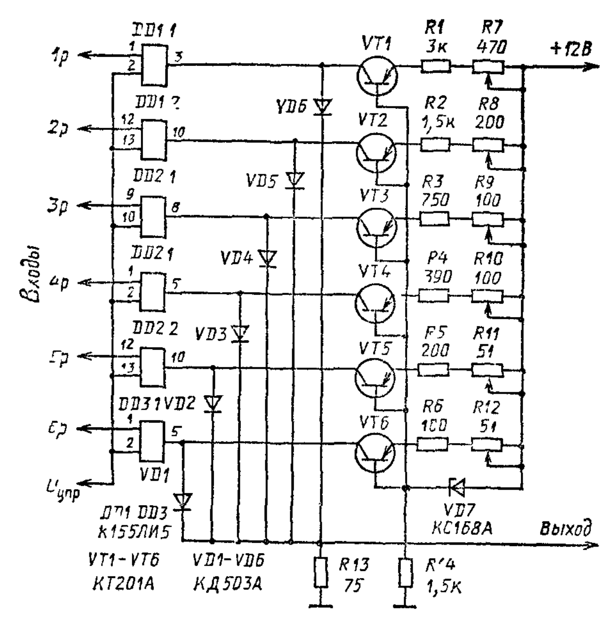



Рис. 13 40

кода. В каждом генераторе предусмотрена подстройка по выходному току. Суммарный ток формирует выходное напряжение на резисторе R13 Для коммутации составляющих тока служат логические элементы DD1.1—DD1.4, DD2.1—DD2.4 с открытым коллектором. На вход этих элементов подают двоичный код. Логическими элементами управляет стробирующий импульс.

Если выходной транзистор элемента открыт, он шунтирует свой генератор, а когда закрыт — разрешает протекание тока генератора через суммирующий резистор R13. Суммарное действие всех составляющих тока образует аналоговый сигнал на выходе. Скорость преобразования ЦАП менее 40 нс.

**Адаптивный преобразователь** (рис. 13.41). Когда на конденсаторе C1 импульсного преобразователя нулевое напряжение, на выходе ОУ DA1 устанавливается напря-

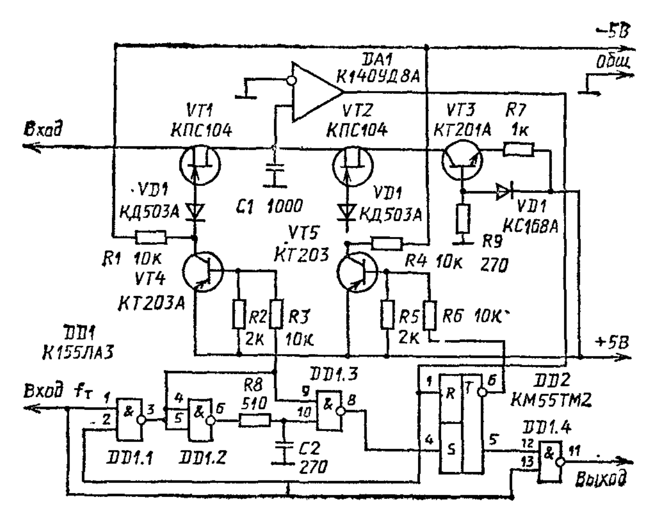



Рис. 13.41

жение высокого уровня — 5 В Это напряжение переключает триггер DD2 в нулевое состояние. Транзистор VT5 закрывается, и вслед за ним закрывается транзистор VT2. Выходное напряжение ОУ DA1 разрешает прохождение через элемент DD1.1 импульса тактовой частоты. На выходе элемента DD1 1 за время действия тактового импульса уровень меняется с 1 на 0. Появление напряжения низкого уровня открывает транзистор VT4, вслед за которым открывается транзистор VT1. Начинается процесс зарядки конденсатора C1 до входного напряжения.

Появление положительного напряжения на входе ОУ DA1 приводит к изменению выходного напряжения, оно становится равным нулю. Элемент DD1.1 закрывается и на его выходе вновь появляется напряжение высокого уровня. Элементы DD1.2 и DD1.3 совместно с цепью R8, C2 формируют короткий импульс, который переключает микросхему DD2 в состояние 1. Это приводит к открыванию транзисторов VT5 и VT2. Через генератор тока на транзисторе VT3 начинает протекать ток разрядки конденсатора C1 В зависимости от напряжения иа входе разное время потребуется и для разрядки конденсатора. Все это время триггер DD2 будет находиться в состоянии 1, при котором открыт элемент DD1.4. Когда конденсатор C1 разрядится, прекратится прохождение сигналов тактовой частоты. В результате на выходе будет сформирована пачка импульсов, число которых пропорционально входному напряжению. После разрядки конденсатора C1 устройство автоматически включается в режим зарядки конденсатора C1 и процесс повторяется. Частота тактового генератора может составлять от 0 до 1 МГц.

**Многоразрядный ЦАП** (рис. 13 42). При построении многоразрядных ЦАП, где номиналы весовых резисторов меняются по «двоичному закону», приходится формировать малые значения тока, что связано с некоторыми техническими трудностями, определяемыми большим разбросом сопротивления высокоомных резисторов. **Чтобы обойти эти ограничения, ЦАП в 32 входных**

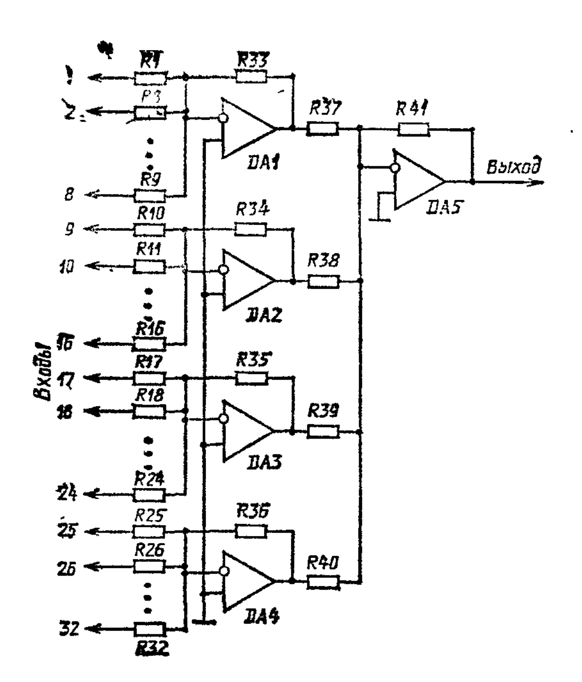



Рис. 13.42

разряда разбиты на четыре части. В каждой части сопротивление резисторов изменяется по одному закону.

Выходное напряжение ОУ определится выражениями

$$U_{DA1} = R_{33}\sum_{1}^{8} I_{1i}, \quad U_{DA2} = R_{34}\sum_{9}^{16} I_{2i}, \quad U_{DA3} = R_{35}\sum_{17}^{24} I_{3i}, \quad U_{DA4} = R_{36}\sum_{25}^{32} I_{4i}.$$

На входе ОУ ток будет равен

$$I_1 = \frac{R_{33}}{R_{37}}\sum_{1}^{8} I_{1i}, \quad I_2 = \frac{R_{34}}{R_{38}}\sum_{9}^{16} I_{2i}, \quad I_3 = \frac{R_{35}}{R_{39}}\sum_{17}^{24} I_{3i},$$

$$I_4 = \frac{R_{36}}{R_{40}}\sum_{25}^{32} I_{4i}.$$

Отсюда следует, что при погрешности $\Delta I$ установки тока $I$ точность тока $I$ будет зависеть от коэффициента $R_{33}/R_{37}$, то есть $I_1 = \frac{R_{33}}{R_{37}}\sum_{1}^{8} I_{1i} + \frac{R_{33}}{R_{37}}\Delta I$. Принимая $R_{33}/R_{37} < 1$, получим уменьшение погрешности.

**Аналого-цифровой преобразователь с кодовой отрицательной ОС** (рис. 13.43). Входной сигнал отрицательной полярности подают на инвертирующий вход ОУ DA2. Операционный усилитель переключается и на его выходе устанавливается положительный сигнал, разрешающий прохождение сигнала через элемент DD2.1. Импульсный сигнал с определенной тактовой частотой поступает на четырехразрядный счетчик DD3. Начинается процесс счета. Двоичный выходной код счетчика элементы DD3.1—DD3.4 преобразуют в ток, который поступает на вход ОУ DA1. Преобразователь код — ток построен на весовых резисторах R1—R4. По мере увеличения двоичного числа в счетчике DD1 увеличивается

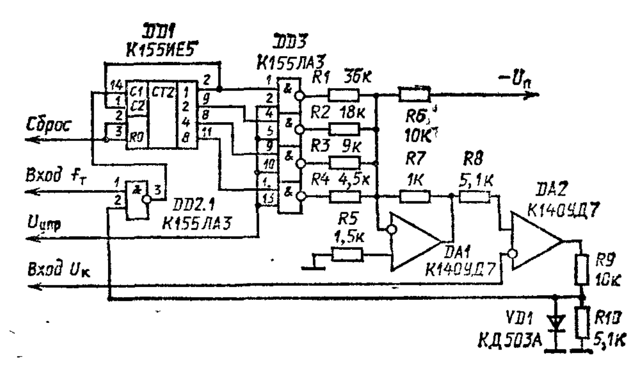



Рис. 13.43

суммарный входной ток ОУ DA1, который преобразует ток в напряжение и передает его на неинвертирующий вход ОУ DA2. Когда напряжение двоичных чисел сравняется с входным напряжением, ОУ DA2 переключится. На его выходе установится отрицательное напряжение, которое закроет элемент DD2.1. Процесс преобразования входного сигнала в двоичный код заканчивается. Для повторного преобразования необходимо подать сигнал обнуления на вход R0 счетчика DD1.

В преобразователе можно увеличить число разрядов до шести-семи. Для этого необходимо последовательно включить два счетчика и увеличить число элементов в преобразователе код — ток.

Ограничение числа разрядов возникает из-за остаточного напряжения на выходе микросхемы DD3, равном 50±5 мВ. Это напряжение можно скомпенсировать подачей напряжения через резистор R6. Однако отклонение этого напряжения на ±5 мВ ограничивает максимальное число разрядов. Частота преобразования определяется в основном граничной частотой применяемых ОУ и не превышает 5...10 кГц. Для калибровки преобразователя по максимальному двоичному числу необходимо на вход $U_к$ подать напряжение низкого уровня.

**Преобразователь с переменным порогом** (рис. 13.44). Принцип действия преобразователя аналог — код заклю-

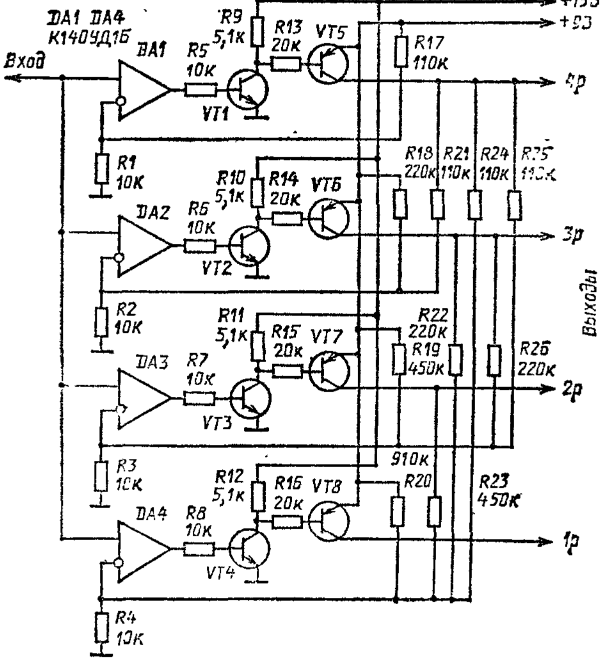



Рис. 13.44

чается в управлении порогом закрывания транзисторов. В исходном состоянии, когда на входе преобразователя уровень 0, ОУ DA4 имеет порог переключения 0,1 В, DA3 — 0,2 В. DA2 — 0,4 В, DA1 — 0,8 В. Эти пороги устанавливают резисторными делителями R4R20, R3R19, R2R18, R1R17. Когда входной сигнал превысит уровень 0,1 В, ОУ DA4 переключится и откроет транзисторы VT4, VT8. На выходе первого разряда появляется положительный сигнал. При увеличении входного сигнала свыше 0,2 В переключается ОУ DA3, открываются транзисторы VT3, VT7 и на инвертирующий вход ОУ DA4 поступает дополнительное напряжение смещения. В результате ОУ DA4 возвращается в исходное состояние и только на выходе второго разряда будет положительный сигнал. Когда входной сигнал достигнет значения 0,3 В, вновь переключится ОУ DA4 и на выходе будут сигналы первого и второго разрядов. По достижении входным сигналом уровня 0,4 В переключится ОУ DA2 и он изменит порог срабатывания у ОУ DA3 и DA4: DA4 будет иметь порог 0,5 В, а DA3 — 0,6 В. Поэтому ОУ вернутся в исходное состояние. При входном напряжении 0,4 В положительный сигнал будет приложен к выходу третьего разряда.

Рассмотренные процессы будут повторяться и при дальнейшем увеличении входного сигнала. При четырех разрядов максимальная амплитуда входного сигнала равна 1,5 В. При налаживании преобразователя следует особое внимание уделить точности подборки резисторов R17—R26, так как они определяют пороговые уровни входного сигнала. Источник питания напряжением 9 В должен иметь повышенную стабильность. Поскольку погрешность срабатывания микросхем и транзисторов суммируются в первом разряде, построение преобразователя на число разрядов больше четырех связано с определенными трудностями.

**Многопороговый преобразователь** (рис. 13.45). Преобразователь рассчитан на семь дискретных уровней. Их устанавливают делителем напряжения R1—R8 через каждые 100 мВ. Когда на входе отсутствует сигнал, на выходе ОУ DA1—DA7 действует отрицательное напряжение. Чтобы не было превышения напряжения на входе логических элементов, предусмотрены делители напряжения на резисторах. Отрицательные сигналы ОУ установят на выходах элементов DD1.2, DD1.4, DD2.3 напряжение высокого уровня. На входах элементов DD1.3, DD2.1, DD2.4 будут разные уровни, поэтому на их выходе будет также напряжение высокого уровня.

При превышении входным сигналом первого порога переключается ОУ DA7. На его выходе появляется положительное напряжение. В результате этого на входах элемента DD2.4 будут два положительных сигнала, что является причиной появления напряжения низкого уровня на выходе. Этот сигнал в свою очередь переключит элемент DD4.1 и на выходе 1 будет напряжение высокого уровня.

Когда входной сигнал превысит второй порог, на выходе элемента DD2.2 будет уровень 0. Вслед за элементом DD2.2 переключится элемент DD2.4 и на выходе элемента DD4.1 вновь будет уровень 0. Одновременно переключится элемент DD2.2, а значит, и элемент DD3.2. На выходе 2 появится напряжение высокого уровня.

С превышением входным сигналом четвертого порога срабатывает ОУ DA4. Изменит свое состояние и элемент DD1.4, который переключит элементы DD2.1 и DD2.2. На выходе элементов DD3.2 и DD3.1 будет уровень 0, а элемент DD3.1 сформирует напряжение высокого уровня.

Аналогично преобразователь будет работать при дальнейшем увеличении входного сигнала.

**Код-аналоговый умножитель** (рис. 13.46). Устройство умножает сигнал, представленный кодом, на аналоговый сигнал. Пусть на входе действует положительное напряжение. При нулевом кодовом сигнале, когда все транзисторы закрыты, на выходе ОУ DA1 напряжение равно нулю. Если на кодовом входе появится кодовое число, то транзисторы VT1—VT4 откроются и их коллекторный ток изменит напряжение на выходе ОУ DA1.

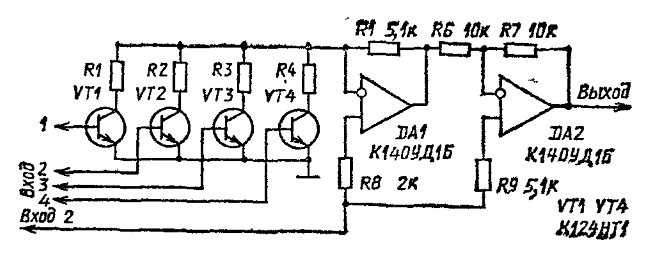


Рис. 13.46

Это напряжение определяется выражением

$$U_{вых\,DA1} = \frac{R5}{R1 + R2 + R3 + R4} U_0.$$

Поскольку резисторы R1—R4 могут быть любого номинала, то коэффициент передачи ОУ DA1 может меняться также по любому закону. При этом можно получить выходной сигнал с меняющейся шкалой. Можно увеличить число разрядов входного кода, однако в этом случае необходимо учитывать падение напряжения на транзисторах и наличие неуправляемого тока коллекторного перехода.

**Цифро-аналоговые преобразователи** (рис. 13.47). Здесь представлены схемы трех вариантов преобразователей двоичного кода в аналоговый сигнал. Все они построены по одному принципу. Входной сигнал задается двумя уровнями. Минимальный уровень близок к 0, а максимальный близок к 5 В. Входной сигнал поступает по четырем входам — разрядам. Сигнал с максимальным уровнем открывает соответствующие транзисторы из группы VT1—VT4 (рис. 13.47, *а*). Вслед за ними открываются соответствующие транзисторы группы VT5—VT8, и на их коллекторе устанавливается отрицательное напряжение 6 В. Через резистор R9 потечет ток

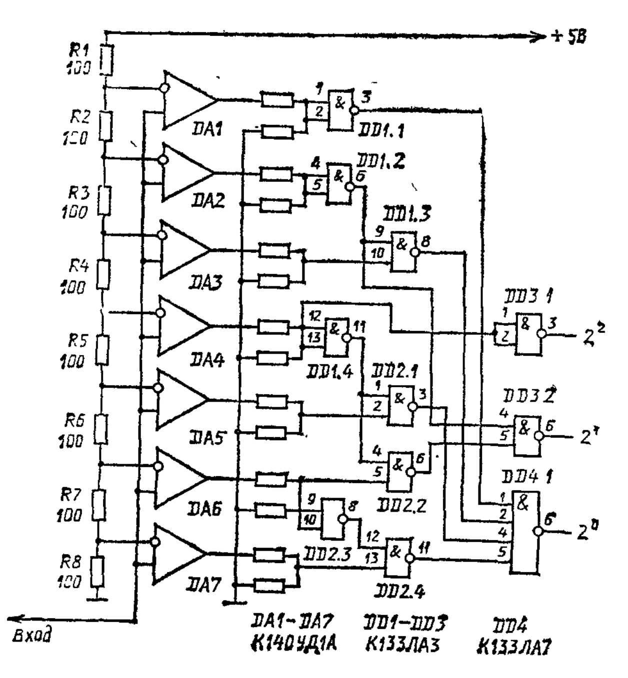


Рис. 13.45

Рис. 13.47

100 мкА. При открывании транзисторов VT2, VT6 через резистор R10 потечет ток 200 мкА, через резистор R11 — 400 мкА и через R12 — 800 мкА. Все токи суммируются на входе ОУ DA1. Коэффициент передачи ОУ можно менять подборкой резистора R14.

В преобразователе на рис. 13.47, *б* токи разрядов устанавливают посредством полевых транзисторов, работающих в режиме генератора тока. Взаимное влияние генераторов в этом устройстве отсутствует, что повышает точность преобразования. Суммарный ток создает падение напряжения на резисторе R21. Это напряжение передается на выход через повторитель на ОУ DA1.

В устройстве, схема которого показана на рис. 13.47, *в*, также применены генераторы тока, которые выполнены на транзисторах VT9—VT12. Все токи разрядов суммируются на транзисторе VT13, который включен по схеме с общей базой. Выходное напряжение можно регулировать, подбирая резистор R9.

**Цифро-аналоговый преобразователь на биполярных ключах** (рис. 13.48). В цифро-аналоговом преобразователе используется суммирование весовых токов на входе ОУ.

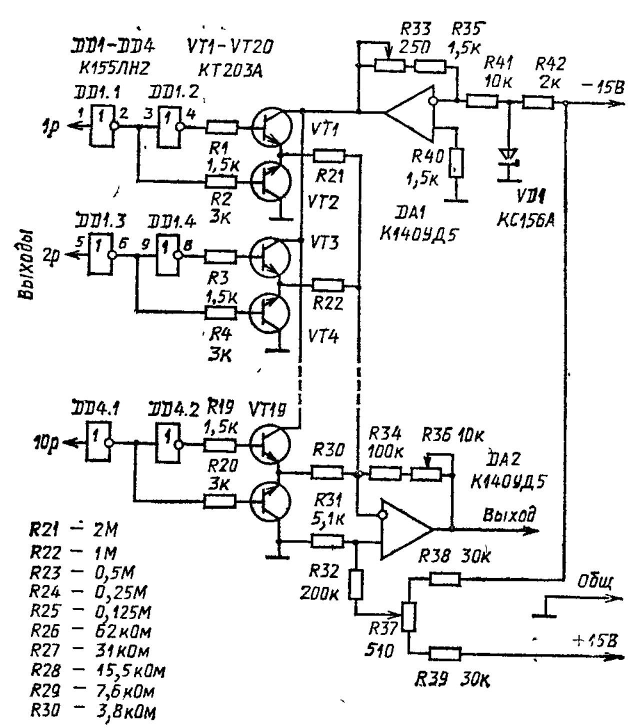



Рис. 13.48

Управляют весовыми токами выходными сигналами логических элементов посредством транзисторов VT1—VT20. Когда транзистор VT1 открыт, то VT2 закрыт и напряжение, поступающее со стабилизатора на ОУ DA1, подводится к весовому резистору R3 (R4—R12). Этот резистор определяет весовой ток. Когда же открыт транзистор VT2, резистор R3 замыкается на общий провод и ток через него не протекает. Все весовые токи суммируются на входе ОУ DA2, коэффициент передачи которого регулируют переменным резистором R14. Выходное напряжение усилителя меняется в пределах от 0 до 10 В с точностью 0,1 %. Для устранения остаточного напряжения транзисторов на неинвертирующем входе ОУ DA2 устанавливают напряжение около 100 мВ.

В преобразователе можно получить линейность выходного напряжения с точностью 0,5 %.

**Цифро-аналоговый преобразователь с генераторами тока** (рис. 13.49). Преобразователь код — аналог построен на микросборках. Транзисторы сборки VT1 использованы как токозадающие, они работают в режиме

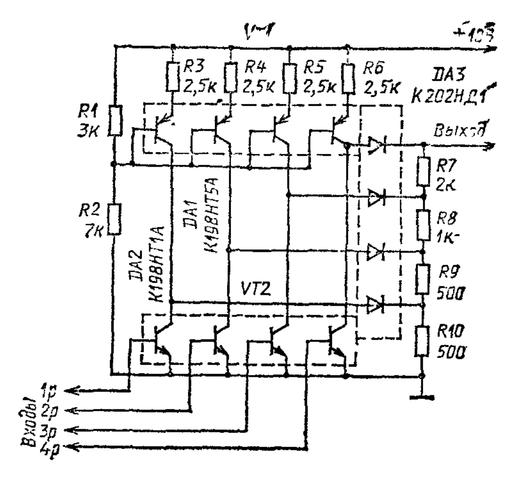


Рис. 13.49

генератора тока. Транзисторы сборки VT2 — управляющие. Если эти транзисторы открыты, то через диоды ток не протекает и на выходе будет нулевое напряжение. Когда же транзисторы сборки VT2 закрыты, то весь ток транзисторов сборки VT1 течет через диоды. На выходе диодов включены весовые резисторы. В зависимости от разряда токи создают различное падение напряжения.

Устройство рассчитано на выходное напряжение 4 В. Значение этого напряжения можно изменить, если применить другие весовые резисторы R7—R10. Максимально возможное напряжение равно 6 В.

**Двадцатиразрядный преобразователь код — аналог** (рис. 13.50). Преобразователь предназначен для наблюдения на экране осциллографа периодических сигналов, закодированных двоичными числами. В двоичном коде 20-й разряд считают старшим. Все разряды разбиты на четыре группы. В каждой группе существуют весовые резисторы: R6 = 5 кОм, R7 = 10 кОм, R8 = 20 кОм, R9 = = 40 кОм, R10 = 80 кОм. С помощью весовых резисторов R1—R5 входные положительные сигналы амплитудой 4 В преобразуют в токи, которые суммируются на коллекторных резисторах R8—R10.

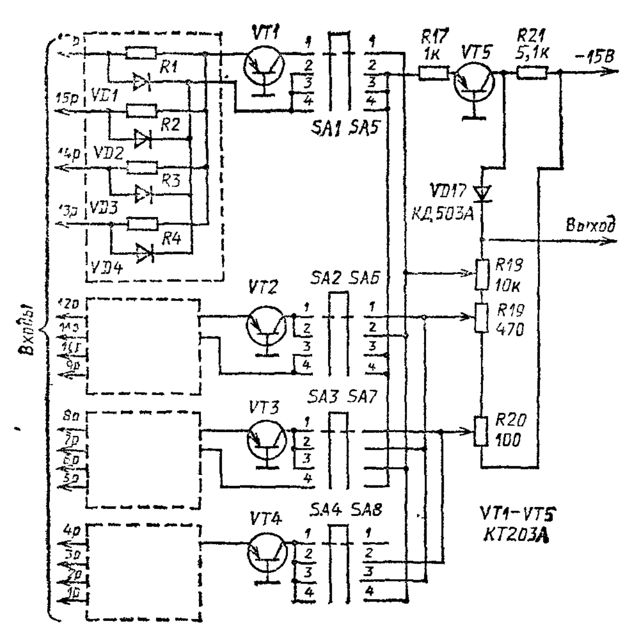


Рис. 13.50

Чтобы наблюдать и двадцати- и пятиразрядные числа с одинаковой разрешающей способностью, предусмотрено переключение чувствительности преобразователя. Для двадцати разрядных чисел все переключатели SA1—SA4 устанавливают положение 1 для пятнадцатиразрядных — в положение 2, для десятиразрядного — в положение 3 и для пятиразрядного — в положение 4.

Если переключатель находится в положении 2, 3 или 4, а на вход подан сигнал двадцатиразрядного числа, то сигнал старших разрядов пройдет через диод VD1 на эмиттер транзистора VT5. Этот транзистор откроется и напряжение на его коллекторе станет равно нулю. На выходе будет также нулевой сигнал, соответствующий «зашкаливанию» преобразователя. Это свойство позволяет наблюдать двоичные числа с небольшим числом разрядов, которые находятся в общем потоке двадцатиразрядных чисел.

**Преобразователь на резисторной матрице** (рис. 13.51). В основу работы преобразователя положено суммирование весовых токов в резисторной матрице R—2R. Источники постоянного тока представляют собой эмиттерные повторители на транзисторах, к базе которых подведено общее образцовое напряжение. Ток определяется резисторами R1 = R2 = R3 = $(U_1 - U_2)/R1$. Номиналы этих резисторов могут быть и разными, но для преобразователя двоичного кода в аналоговый сигнал их выбирают одинаковыми. В исходном состоянии, когда на входе нулевой код, левые по схеме транзисторы сборки открыты. Через них протекает весовой ток. При закрывании этих транзисторов весовой ток начинает протекать через правые по схеме транзисторы сборок и через резисторы матрицы R—2R (D2A). Для весового тока любого разряда резисторная матрица имеет входное сопротивление 2/3R. Напряжение на этом сопротивлении будет равно $\Delta U = \frac{2}{3} - IR = \frac{2R}{3R_1}[U_1 - U_2]$.

Для устранения нелинейности преобразования внутреннее сопротивление источников тока должно быть гораздо больше эквивалентного входного сопротивления матрицы. Резисторы в матрице серии 301 имеют следующие значения R: К301НС3 — 1 кОм, К301НС4 — 5 кОм, К301НС5 — 10 кОм, К301НС6 — 20 кОм.

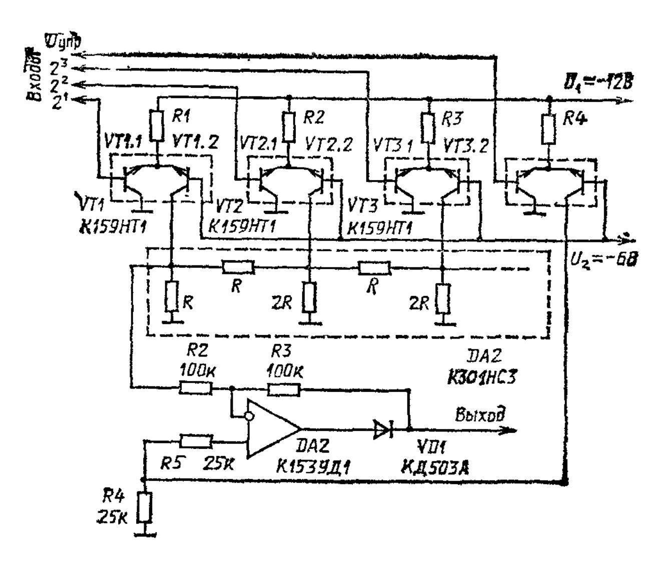


Рис. 13.51

На выходе резисторной матрицы будет напряжение

$$U = IR\sum_{k=1}^{m}\frac{1}{2^k},$$ где k — номер действующего разряда.

Это напряжение не должно превышать 5 В, иначе разрядные транзисторы перейдут в режим насыщения. Амплитуду выходного напряжения аналогового сигнала можно регулировать с помощью коэффициента передачи ОУ DA3. Кроме того, при подаче сигнала по цепи управления можно выключить аналоговый сигнал.

**Цифро-аналоговый преобразователь с весовыми резисторами** (рис. 13.52). Преобразователь построен на принципе сложения токов на входе ОУ. Весовые токи

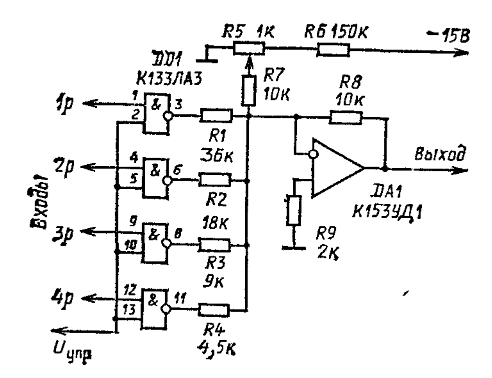



Рис. 13.52

формируются от выходного уровня 1 логических элементов DD1.1—DD1.4. Когда отсутствует входной сигнал, на выходе ОУ DA1 действует остаточное напряжение около 50 мВ, причем разница для каждого выхода не превышает ±5 мВ. В этом состоянии элементы находятся тогда, когда на всех разрядах входа и на управляющем входе присутствует положительное напряжение больше 2 В. Чтобы скомпенсировать остаточное напряжение, на инвертирующий вход ОУ подано отрицательное напряжение смещения. Переменным резистором R5 на выходе ОУ DA1 устанавливают нулевое напряжение. С появлением на входе сигнала через весовые резисторы R1—R4 начинает протекать ток, зависящий от номинала весового резистора. При включении всех разрядов происходит суммирование токов. На выходе ОУ DA1 появляется напряжение, пропорциональное входному коду. Значение этого напряжения зависит от сопротивления резистора R8.

Можно построить преобразователь, максимальное число разрядов которого будет в основном зависеть от разброса остаточного напряжения на выходе ОУ DA1. Без больших трудностей можно построить преобразователь на семь-восемь разрядов.

**Устройства хранения сигнала** (рис. 13.53). Устройство на рис. 13.53, *а* предназначено для хранения входного сигнала. В исходном состоянии конденсатор C1 разряжен и напряжение на выходе равно нулю. Если на вход устройства поступает сигнал, конденсатор начинает заряжаться. Отрицательная ОС точно отслеживает входное напряжение. Конденсатор заряжается до входного напряжения. Когда входной сигнал достигает максимального значения, выходное напряжение ОУ DA1 меняет знак. Диод и транзистор закрываются. Напряжение на выходе становится равным максимальному входному. Конденсатор C1 переходит в режим хранения; на коллекторе, базе и эмиттере транзистора VT1 будет одинаковое напряжение и сопротивление обоих переходов максимально. Поэтому ток утечки практически отсутствует.

Конденсатор разряжается только через входное сопротивление ОУ, равное $10^{13}...10^{15}$ Ом. Средняя скорость изменения напряжения на конденсаторе не превышает 0,2 мВ/мин, длительность режима записи меньше 50 мкс, пределы изменения входного напряжения 0,1...3 В.

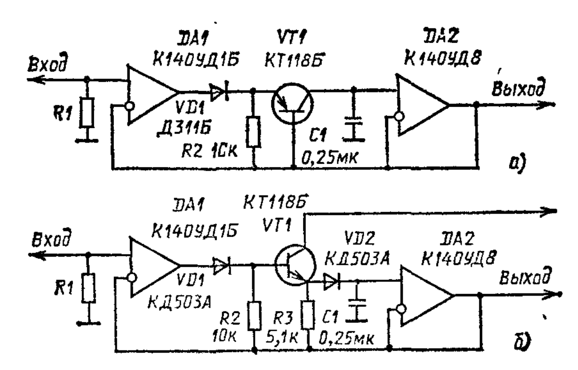



Рис. 13.53

В устройстве на рис. 13.53, *б* длительность режима записи сокращена до 10 мкс, а скорость изменения напряжения на конденсаторе C1 не превышает 0,2 мВ/мин. В обоих устройствах использован конденсатор К-76П-025.

**Аналоговое запоминающее устройство** (рис. 13.54). Устройство работает по принципу компаратора. Операционный усилитель DA1 охвачен отрицательной ОС. Во время действия управляющего сигнала конденсатор C1 подключается к выходу этого ОУ. Конденсатор заряжается до входного напряжения менее чем за 1 мкс

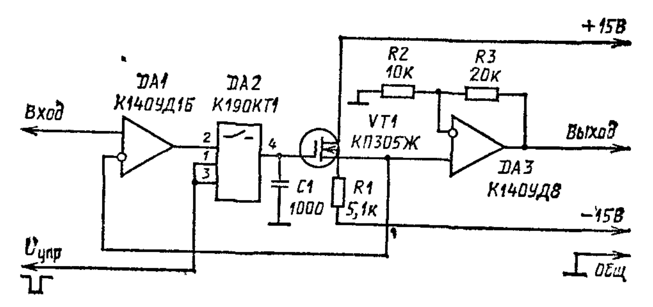



Рис. 13.54

с точностью не хуже 1 %. Входное напряжение может принимать значения −2...+2 В. С прекращением действия управляющего сигнала ОУ DA2 закрывается. В результате конденсатор отключается от ОУ DA1 и напряжение на нем оказывается приложенным к затвору транзистора VT1. Из-за различных утечек напряжение на конденсаторе уменьшается на 50 % за 20 с.

Для увеличения времени разрядки конденсатора можно подключить вывод подложки транзистора к плюсовому выводу дополнительного источника напряжения 3 В. Передаваемое с конденсатора напряжение через транзистор поступает на ОУ DA3, который усиливает сигнал до необходимого уровня. Этот ОУ также выполняет функции развязывающего элемента.

**Запоминающее устройство с обратной связью** (рис. 13.55). В устройстве входное напряжение запоминает конденсатор C2. Когда управляющее напряжение равно нулю, транзисторы VT2 и VT3 открыты. На конденсаторе C2 устанавливается входное напряжение. С появлением управляющего напряжения 5 В транзисторы закрываются. Напряжение конденсатора C2 воздействует на неинвертирующий вход ОУ DA1 Из-за глубокой отрицательной ОС через конденсатор C3 входное сопротивление ОУ очень велико. Напряжение на выходе ОУ

$$U_{вых} = 1/(1-t/\tau)U_{вх},$$

где $\tau = R_{вх}C_3$, $R_{вх}$ — входное сопротивление ОУ DA1.

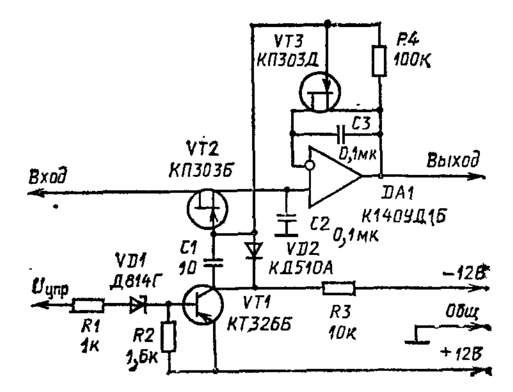



Рис. 13.55

**Устройство хранения аналогового сигнала** (рис. 13.56). Конденсатор C1 запоминает постоянное напряжение на выходе ОУ DA1 при управляющем сигнале равном нулю. Это напряжение передается через коллекторный переход транзистора VT1 как через диод. Напряжение с конденсатора через транзистор VT2 прохо-

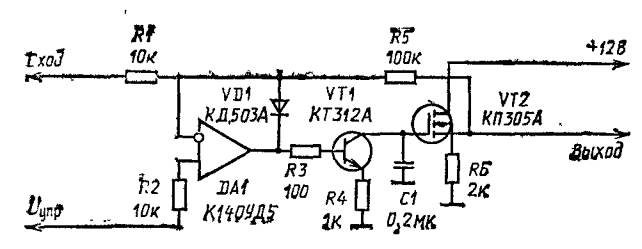



Рис. 13.56

дит на выход и в цепь отрицательной ОС, стабилизирующей передаваемые уровни. Коэффициент передачи устройства можно менять в широких пределах подборкой резисторов R1 и R2.

Для хранения постоянного напряжения на управляющий вход устройства подается напряжение $U_{упр}$= =—5 В. В каждом новом цикле запоминания необходимо сначала подать уровень 0 на управляющий вход. Если напряжение на конденсаторе C1 окажется меньше нового входного, то он разрядится через транзистор VT1 до равенства этих напряжений. Если же входное напряжение больше напряжения на конденсаторе C1, он зарядится через эмиттерный переход транзистора до нового входного напряжения.

**Аналоговое запоминающее устройство на транзисторах** (рис. 13.57, *а*). Устройство построено на базе интегратора с ОУ DA1. Аналоговый сигнал поступает на

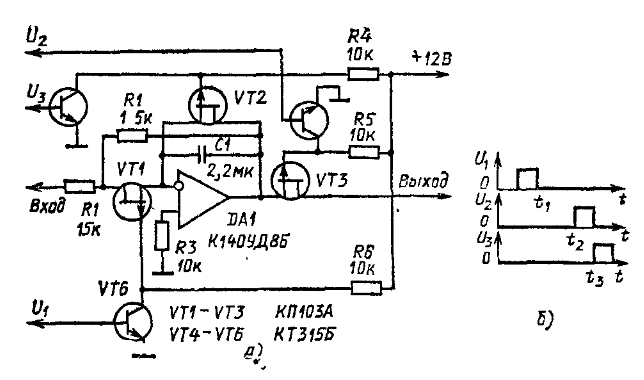



Рис. 13.57

вход ОУ, затем поступивший управляющий сигнал открывает транзистор VT6. За время действия управляющего сигнала конденсатор C1, включенный в цепь отрицательной ОС, заряжается до входного напряжения. Время зарядки определяется постоянной времени цепи $\tau = 3 \cdot C_1 R_1$. В момент $t_1$ (рис. 13.57,*б*) полевой транзистор VT1 закрывается. Заряженный конденсатор начинает разряжаться через входное сопротивление ОУ. Скорость изменения выходного напряжения ОУ из-за разрядки конденсатора равна 2 мВ/мин. Погрешность при хранении аналогового сигнала в течение 10 мин составляет приблизительно 1 %. В момент $t_2$ приходит сигнал опроса, который открывает транзистор VT2, а тот, в свою очередь, открывает полевой транзистор VT3. На выходе появляется хранимый аналоговый сигнал.

После передачи аналогового сигнала в другие внешние устройства приходит сигнал обнуления ($t_3$), который, пройдя через транзистор VT4, открывает полевой транзистор VT2. Происходит разрядка конденсатора, и устройство готово к новому циклу хранения. Температурный дрейф выходного напряжения не превышает 0,1 мВ/град. Пределы запоминаемого напряжения ±5 В. На базе этого устройства можно построить коммутатор аналогового сигнала с запоминанием.

**Запоминающее устройство** (рис. 13.58). Для долговременного запоминания в нем использован полевой транзистор VT1, при открывании которого заряжается конденсатор C2. Работой транзистора VT1 управляет узел на транзисторах VT2 и VT3. К входу 2 подводят

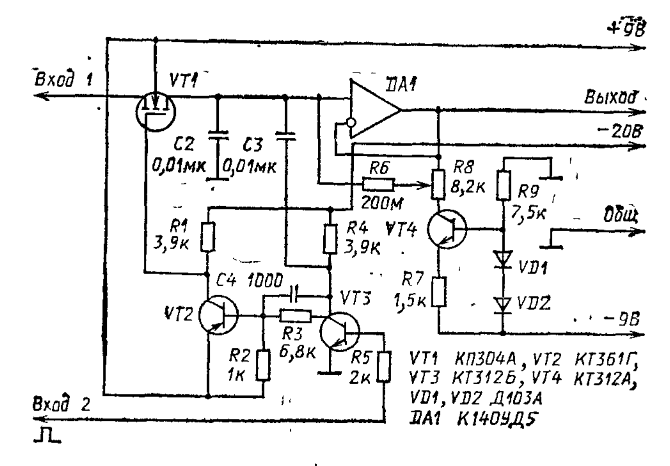



Рис. 13.58

управляющий сигнал. При открывании транзистора VT1 входной сигнал через сопротивление полевого транзистора (около 100 Ом) заряжает конденсатор C2. После закрывания транзистора VT1 начинается режим хранения. Однако за это время происходит частичная разрядка конденсатора током утечки. Для компенсации разрядки предусмотрена цепь подзарядки, собранная на транзисторе VT4 — генераторе тока. Точную компенсацию тока утечки устанавливают переменным резистором R8.

Значительную погрешность в выходной сигнал вносят импульсы переключения транзистора VT1. Их источником является проходная емкость затвор — сток. Эта погрешность может быть скомпенсирована током через конденсатор C3. Уровень входного сигнала может быть более 3 В.

**Запоминающий регистр** (рис. 13.59). Аналоговое запоминающее устройство (рис. 13.59, *а*) построено на конденсаторах, напряжение на которые поступает через полевые транзисторы. Транзисторами управляют двутактные сигналы, сдвинутые один относительно другого (рис. 13.59,*б*). Максимальная скорость переключе-

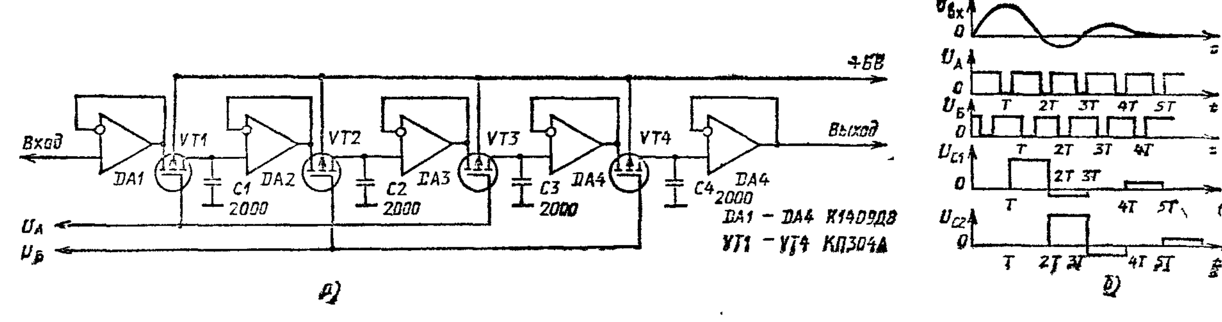



Рис. 13.59

ния запоминающих конденсаторов зависит от их емкости, а минимальная — от тока утечки и может составлять 1 Гц.

В регистре отсутствуют регулировочные элементы. Высокая стабильность задержек целиком определяется стабильностью управляющих сигналов, которые имеют амплитуду 10 В.

**Устройство выборки-хранения** (рис. 13.60). В этом устройстве отсутствуют выбросы при переключении коммутатора. Устройство может работать при низком напряжении питания.

На вход управления подают отрицательный сигнал. Транзистор VT2 закрывается и начинается процесс зарядки конденсатора C1 стабильным током от генератора тока на транзисторе VT1. Ток зарядки устанавливают подборкой стабилитрона VD1 и резистора R3. Напряжение конденсатора C1 приложено к входу ОУ DA2 и компаратора на ОУ DA1. На другой вход компаратора DA1 подан входной сигнал. Когда напряжения на входах ОУ DA1 сравняются, он переключается в положительным напряжением открывает транзистор VT3, который блокирует генератор тока. Одновременно открывающийся транзистор VT4 блокирует входной сигнал и предотвращает повторное срабатывание усилителя при увеличении значения входного сигнала во время хранения напряжения на конденсаторе C1.

**Выравнивающая фазовая цепь** (рис. 13.61). Цепь позволяет регулировать задержку гармонического сигнала переменным резистором R5. Элементы цепи имеют следующие значения: $R_3=R/2$, $R_4=R_6=R_8=R_9=R_{10}=R$, $R_7=mR$, $C_1=C_2=C$, $C_3=2C$.

В основу выравнивателя положен сдвоенный Т-мост. Крутизна спада фазовой характеристики определяется добротностью моста $Q=0{,}25+R_5/2R$. Передаточную характеристику устройства описывает выражение

$$U_{вых}/U_{вх}=\frac{[p^2-p(\omega_0/Q)+\omega^2]}{[p^2+p(\omega_0/Q)+\omega^2]},$$

где $\omega_0=1/(RC)$, $p=i\omega$.

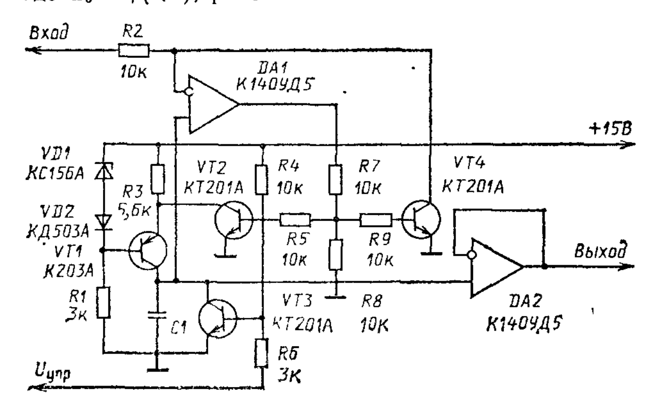



Рис. 13.60

Фазовый сдвиг, вносимый устройством,

$$\varphi=t-2\,\mathrm{arctg}\,[\omega\omega_0/Q(\omega_0^2-\omega^2)].$$

Усиление устройства на средней частоте $\omega_0$ равно $K=2Rm/R-1$.

Если вместо сдвоенного Т-моста использовать регулируемый мост по схеме на рис. 13.61, *б*, то можно уп-

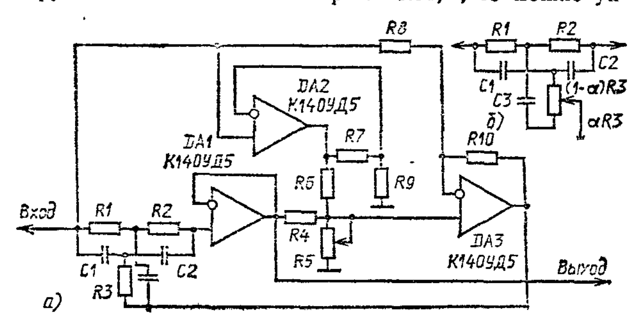



Рис. 13.61

равлять средней частотой. В этом случае $\omega_0=\omega/\sqrt{(1-\alpha)}$ и $Q=(0{,}25+R/2R)/\sqrt{1-\alpha^2}$, где $\alpha$ — коэффициент включения (нижняя часть) переменного резистора R3.

**Преобразователь сигналов** (рис. 13.62). Для передачи ВЧ сигнала по НЧ каналу связи необходимо преобразовать его на два НЧ сигнала. Входной сигнал подают на вход двух триггеров DD3, DD4, которые переключаются один — от фронтов, а второй — от спадов входных импульсов. Полученные на выходе триггеров сигналы подают в канал связи. На выходе канала сигналы объединяют обратным преобразованием в НЧ сигнал.

Логика работы объединяющего устройства такова:

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| Вход 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| Вход 2 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| Выход | 1 | 1 | 0 | 0 |

**Устройство временной задержки** (рис. 13.63, *а*). Устройство позволяет задерживать входную двоичную информацию на время до 4096 периодов синхроимпульсов. Задержка определяется как результат умножения числа, записанного в счетчики DD3—DD5 на период следования синхроимпульсов. С каждым входным синхроимпульсом (график 1, рис. 13.63, *б*) счетчики уменьшают содержимое на единицу и генерируют адрес ОЗУ DD8 и DD9 для записываемой информации. Вся информация, записываемая в ОЗУ DD8, одновременно считывается ОЗУ DD9. Этот процесс продолжается до тех пор, пока содержимое счетчиков не достигнет нуля. В результате этого и формируется задержка, пропор-

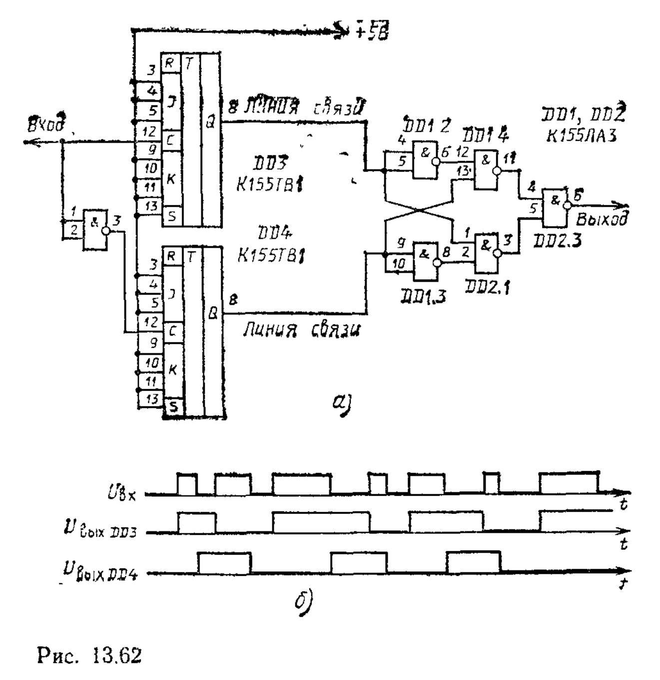
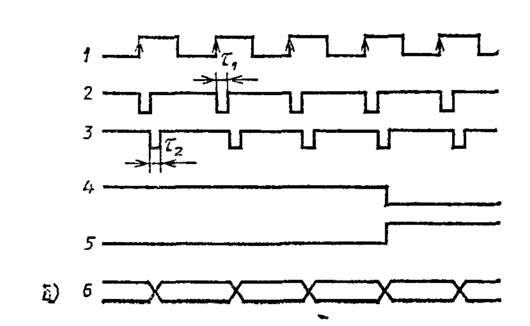



Рис. 13.62




циональная числу, записанному по входу «Задержка». Когда содержимое счетчиков достигнет нулевого значения, входное число задержки вновь автоматически загружается в счетчик. Теперь входная информация записывается в ОЗУ DD9 и одновременно считывается из ОЗУ DD8.

На рис. 13.63, *б*: график 1 — входной сигнал; график

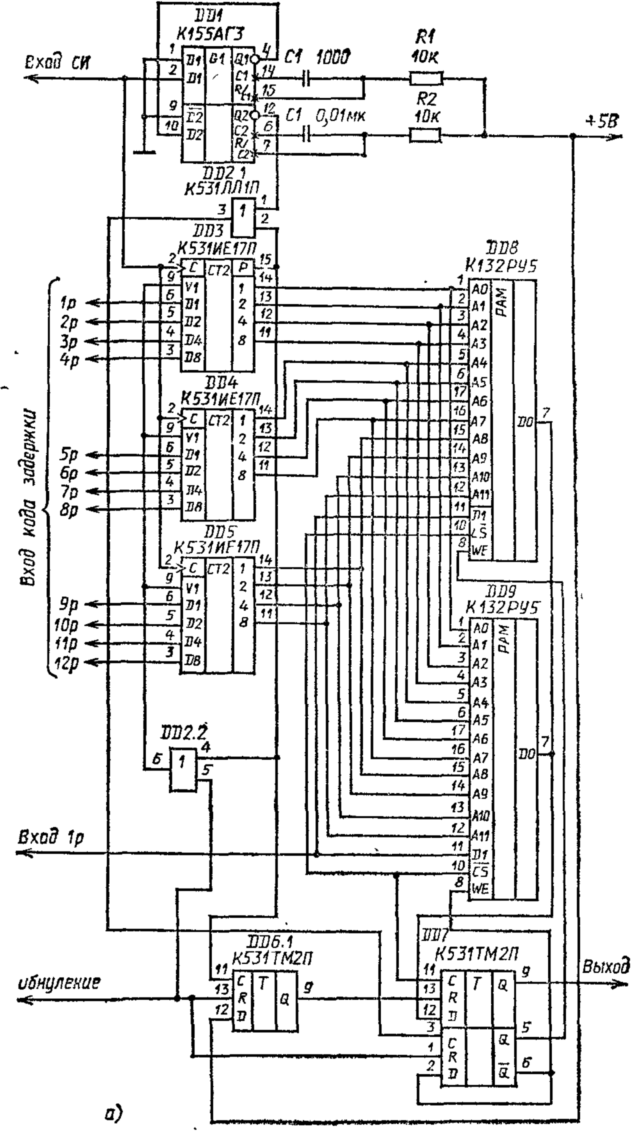



Рис. 13.63

2 — выходной сигнал ждущего мультивибратора ($\tau_1$ = =30 нс — задержка установки адреса); график 3 — сигнал выбора кристалла $\overline{CS}$ микросхем памяти ($\tau_2$ — время выборки ОЗУ); график 4 — сигнал разрешения записи $\overline{WE}$ для ОЗУ DD9; график 5 — сигнал разрешения записи для ОЗУ DD8; график 6 — выходной сигнал, задержанной информации по одному разряду.

## ПРИЛОЖЕНИЕ. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ МИКРОСХЕМЫ И ИХ АНАЛОГИ

| Тип микросхемы | Рисунок | Аналог | Тип микросхемы | Рисунок | Аналог | Тип микросхемы | Рисунок | Аналог |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| К140МА1 | 6.9 | — | К155ЛД1,3 | 1.15 | SN74601 | К500ЛП116 | 10.13 | MC10116 |
| К140УД13 | 4.1 | — | К155ЛА3 | 1.16, *а* | SN7401 | К500ЛП128 | 10.15, *б* | MC10128 |
| К155АГ1 | 8.4 | SN74121 | К155ПР6 | 13.1, *а* | SN74184 | К500ЛП129 | 10.15, *а* | MC10129 |
| К155АГ3 | 8.5 | SN74123 | К155ПР7 | 13.1, *б* | SN74185 | К533ИЕ10 | 12.6 | SN74LS161 |
| К155ИЕ2 | 1.1 | SN7490 | К155РЕ | 10.6 | SN74 | КР556РТ4 | 1.17 | M3601 |
| К155ИЕ4 | 1.2 | SN7492 | К157ХА2 | 4.51 | — | КР556РТ5 | 1.18 | M3604 |
| К155ИЕ5 | 1.3 | SN7493 | К170АП1 | 1.21 | SN75110 | К564ГГ1 | 10.2 | CD4046 |
| К155ИЕ6 | 1.4, *в* | SN74192 | К170УП1 | 1.22 | SN75107 | К572ПА1 | 1.25 | AD7520 |
| К155ИЕ7 | 1.4, *а* | SN74193 | К170АП2 | 1.23 | SN75150 | К572ПА2 | 1.26 | AD7545 |
| К155ИЕ8 | 1.5 | SN7497 | К174ХА2 | 4.64 | TCA440 | К572ПВ2 | 1.27 | ICL7107 |
| К155ИР1 | 1.6 | SN7495 | К174УР3 | 4.73 | TBA120 | К594ПА1 | 1.28 | AD562 |
| К155ИР13 | 1.7 | SN74198 | К193ИЕ1 | 12.3, *в* | SP8602A | КР1006ВИ1 | 8.2 | — |
| К155ИР17 | 1.8 | AM2504 | К193ИЕ2 | 12.3, *и* | SP8605A | К1107ПВ2 | 1.31 | TDC1007 |
| К155ИМ1 | 1.12 | SN7480 | К193ИЕ3 | 12.3, *п* | SP8690a | К1108ПА1 | 1.32 | MC10318 |
| К155ИМ2 | 1.13 | SN7482 | К193ИЕ4 | 12.3, *у* | SP8655A | КР1108ПП1 | 10.1 | — |
| К155ИМ3 | 1.14 | SN7483 | К193ИЕ5 | 12.3, *х* | SP8617B | К1113ПВ1 | 1.33 | — |
| К155ИД3 | 10.4 | SN74154 | К198УТ1 | 6.1 | — | К1118ПА1 | 1.35 | MC10318 |
| К155ТМ2 | 1.9 | SN7474 | К217НТ3 | 6.8 | — | К1802ИМ1 | 1.19 | — |
| К155ТМ5 | 1.10, *а* | SN7477 | К435ХА1 | 6.5 | — | К1802ВР3 | 1.20 | — |
| К155ТМ7 | 1.10, *б* | SN7475 | К500ЛМ105 | 4.47 | MC10105 | К1804ИР1 | 8.1 | AM2918 |
| К155ТМ8 | 1.11 | SN7475 | | | | | | |

## ОГЛАВЛЕНИЕ